

# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

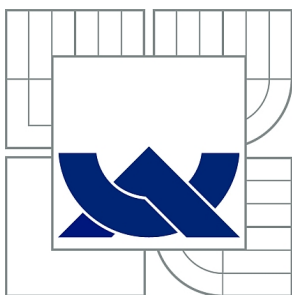
ANALÝZA A MODELOVÁNÍ DATOVÉ KOMUNIKACE PO  
SILNOPROUDÉM VEDENÍ

DIZERTAČNÍ PRÁCE  
DOCTORAL THESIS

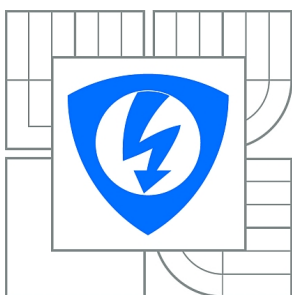
AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Ing. PETR MLÝNEK

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

# ANALÝZA A MODELOVÁNÍ DATOVÉ KOMUNIKACE PO SILNOPROUDÉM VEDENÍ

ANALYSIS AND MODELING OF POWER LINE COMMUNICATION

DIZERTAČNÍ PRÁCE  
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Ing. PETR MLÝNEK

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

doc. Ing. JIŘÍ MIŠUREC, CSc.

BRNO 2012

## **ABSTRAKT**

Dizertační práce se zaměřuje na analýzu a modelování datové komunikace po silnoprůdých vedeních. V práci jsou nejprve popsány základní informace o datové komunikaci po silnoprůdém vedení, především její samotný princip, výhody a nevýhody. Dále je definována fyzická vrstva přenosu a podstata modelování. V navazující části jsou kladeny cíle dizertační práce. Jedním z hlavních cílů práce je experimentální ověření vytvořených modelů a vytvoření modelů pro venkovní a vnitřní vedení. Tyto modely s dostatečnou přesností aproximují reálné parametry silnoprůdého vedení pro přenos dat. Následuje podrobný rozbor a analýza dosavadního a současného výzkumu v oblasti modelování této komunikace, především pro modely silnoprůdého vedení. Na základě této analýzy je stanoven matematický popis modelů vedení a je navrhnut referenční model pro různé scénáře. Pro potřebu analýzy byly v části vlastní řešení realizovány modely komunikačního kanálu, modely vedení a modely rušení. Dále byly v této části realizovány hlavní cíle a to experimentální ověření vytvořených modelů a sestavení modelů pro vnitřní a venkovní vedení. Sloučením jednotlivých modelů vznikne PLC model komunikačního systému se všemi podrobně analyzovanými parametry, které doposud publikované modely neobsahovaly uceleně. Poslední část práce přináší shrnutí výsledků těchto analýz a diskuzi výsledků simulací.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

PLC, přenosová funkce, model silnoprůdých vedení, rušení, vnitřní a venkovní vedení

## **ABSTRACT**

The dissertation thesis focuses on the analysis and modelling of power line communication. In first part of the thesis, a basic information of power line communication are described, primarily principle, advantage and disadvantage. The physical layer of the transmission and the fundament of modelling are described later. In the following section the objectives of the dissertation thesis are specified. Experimental verification of the created models and creating of indoor and outdoor models are one of the major goals of this work. These models approximate the real parameters of the power lines communication with sufficient precision. A detailed analysis of existing and current research in power line communication modeling, especially for the power line models, then follows. Based on this analysis a mathematical description of the models is specified and reference model for different scenarios is designed. The communication channel model, power line model and noise model are designed in own solution part. In this part the main goals, experimental verification of created models and designed of models for indoor and outdoor line were also realized. By merging of individual models, PLC communication system model with all parameters analyzed in detail arise. The analyzed parameters which were previously published, do not contain these parameters coherently. The last part of the thesis gives a summary of the results of these analyzes and discussion of simulation results.

## **KEYWORDS**

Power line communication, transfer function, model, noise, indoor and outdoor line

MLÝNEK, P. *Analýza a modelování datové komunikace po silnoprůdém vedení*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 125 s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou doktorskou práci na téma „Analýza a modelování datové komunikace po silnoprúdém vedení“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího doktorské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené doktorské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této doktorské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následku porušení ustanovení §11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledku vyplývajících z ustanovení §152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Brno .....

.....

(podpis autora)

## PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu práce doc. Ing. Jiřímu Mišurcovi, CSc. za metodickou a odbornou pomoc při zpracování této dizertační práce.

V neposlední řadě bych chtěl poděkovat rodičům, přítelkyni Štěpánce a kolegům za podporu při tvorbě této práce.

# OBSAH

ÚVOD .....	8
<b>1 ÚVOD DO TECHNOLOGIE PLC.....</b>	<b>10</b>
1.1 ÚZKOPÁSMOVÁ PLC .....	10
1.2 ŠIROKOPÁSMOVÁ PLC .....	11
1.3 DEFINICE PLC KOMUNIKACE – FYZICKÁ VRSTVA .....	12
1.4 CHARAKTERISTIKA PLC PŘENOSOVÉHO KANÁLU .....	12
1.4.1 Charakteristické veličiny silnoprůdého vedení .....	12
1.4.2 Primární parametry přenosového vedení .....	15
1.4.3 Rušení .....	16
1.4.4 Modulace využívané v PLC.....	18
1.4.5 Topologie distribuční sítě .....	19
1.4.6 Struktura přístupové sítě PLC.....	21
1.4.7 Smart Grid .....	22
<b>2 PODSTATA A MOTIVACE MODELOVÁNÍ PLC .....</b>	<b>23</b>
2.1 PODSTATA MODELOVÁNÍ.....	23
2.2 MOTIVACE PRÁCE .....	24
<b>3 CÍLE DIZERTACE .....</b>	<b>26</b>
<b>4 PŘEHLED SOUČASNÉHO STAVU – MODELY VEDENÍ.....</b>	<b>27</b>
4.1 PLC KOMUNIKAČNÍ MODEL.....	27
4.2 MODELY SILNOPROUDÝCH VEDENÍ .....	29
4.2.1 Modely pro vnitřní vedení.....	29
4.2.2 Model vícecestného šíření.....	33
4.2.3 Model kaskádně zapojených dvojbranů .....	37
4.2.4 Přístupy k modelování - výhody a nevýhody.....	40
4.2.5 Hybridní modely .....	40
4.2.6 Výkonnost modelů vedení.....	41
4.2.7 Referenční model silnoprůdého kanálu.....	42
<b>5 ANALÝZY PARAMETRŮ SILNOPROUDÝCH KABELŮ .....</b>	<b>44</b>
5.1 MĚŘENÍ PRIMÁRNÍCH PARAMETRŮ KABELŮ .....	44
5.2 POROVNÁNÍ ZMĚŘENÝCH A VYPOČTENÝCH PARAMETRŮ .....	45
<b>6 MODELOVÁNÍ PLC – VLASTNÍ ŘEŠENÍ.....</b>	<b>47</b>
6.1 PLC KOMUNIKAČNÍ MODEL.....	47
6.1.1 PLC komunikační model pro širokopásmovou komunikaci.....	47
6.1.2 PLC komunikační model pro úzkopásmovou komunikaci.....	48
6.2 MODELY SILNOPROUDÝCH VEDENÍ .....	49
6.2.1 Experimentální topologie distribuční sítě .....	49
6.2.2 Model vícecestného šíření.....	50
6.2.3 Modelování vedení pomocí kaskádních parametrů dvojbranů .....	55
6.2.4 Experimentální ověření modelů .....	58

6.2.5	<i>Porovnání přístupů modelování – vícecestné šíření a dvojbrany</i>	62
6.3	HYBRIDNÍ - STATISTICKÝ MODEL VEDENÍ PRO VENKOVNÍ VEDENÍ	64
6.4	MODEL VEDENÍ ZALOŽENÝ NA NÁHODNÝCH PARAMETRECH PRO VNITŘNÍ VEDENÍ	67
6.4.1	<i>LTI generátor vedení</i>	67
6.4.2	<i>LPTV generátor vedení</i>	69
6.5	MODEL RUKENÍ	71
6.5.1	<i>Obecný šum prostředí</i>	71
6.5.2	<i>Šum na pozadí</i>	73
6.5.3	<i>Úzkopásmové rušení</i>	73
6.5.4	<i>Periodické synchronní impulsní rušení</i>	74
6.5.5	<i>Periodické asynchronní impulsní rušení</i>	75
6.6	NÁVRH ALGORITMU PRO URČENÍ TOPOLOGIE VEDENÍ	76
<b>7</b>	<b>ANALÝZA A VÝSLEDKY SIMULACÍ MODELŮ</b>	<b>82</b>
7.1	GENERÁTOR PŘENOSOVÝCH FUNKCÍ PRO NEZNÁMOU TOPOLOGII VNITŘNÍCH VEDENÍ	82
7.1.1	<i>Vliv připojených odboček na přenosovou funkci</i>	83
7.1.2	<i>Vliv délky odbočky na přenosovou funkci</i>	86
7.1.3	<i>Vliv počtu odboček v jednom bodě na přenosovou funkci</i>	88
7.1.4	<i>Vliv koncové impedance odbočky na přenosovou funkci</i>	89
7.1.5	<i>Vyhodnocení</i>	91
7.2	ANALÝZA PŘENOSOVÝCH FUNKCÍ LTI GENERÁTORU PRO RŮZNÉ SCÉNÁŘE TOPOLOGIÍ VNITŘNÍHO VEDENÍ	92
7.2.1	<i>Simulace pro konstantní impedance zátěže – LTI přístup</i>	92
7.2.2	<i>Simulace pro RLC rezonátor jako impedance zátěže – LTI přístup</i>	95
7.3	ANALÝZA PŘENOSOVÝCH FUNKCÍ LPTV GENERÁTORU PRO RŮZNÉ SCÉNÁŘE TOPOLOGIÍ VNITŘNÍCH VEDENÍ	98
7.4	ANALÝZA A VÝSLEDKY SIMULACÍ NAVRŽENÉHO MODELU PLC KOMUNIKAČNÍHO SYSTÉMU	100
7.4.1	<i>Model PLC komunikačního systému</i>	101
7.4.2	<i>Výsledky analýzy a simulace vlivu rušení</i>	102
7.4.3	<i>Porovnání OFDM s různými typy modulací nosných</i>	104
	<b>ZÁVĚR</b>	<b>105</b>
	<b>LITERATURA</b>	<b>107</b>
	<b>SEZNAM SYMBOLŮ, ZKRATEK A VELIČIN</b>	<b>114</b>
	<b>SEZNAM PŘÍLOH</b>	<b>116</b>
<b>A</b>	<b>PARAMETRY REFERENČNÍCH KANÁLŮ PRO VENKOVNÍ VEDENÍ</b>	<b>117</b>



# ÚVOD

Nejlepší cestou pro implementaci nových telekomunikačních technologií je vybudování nové infrastruktury, ale více než polovina všech nákladů v telekomunikační infrastruktuře je právě potřebná pro vybudování nových telekomunikačních sítí. Toto vybudování s sebou přináší otázku, zda nevyužít infrastrukturu stávající, jejíž využití je atraktivním řešením z hlediska finančních nákladů. Jednou z těchto infrastruktur je silnoproudé vedení a s ním spojená datová komunikace po silnoproudém vedení (Power Line Communication).

Technologie přenosu dat po silnoproudých vedeních, Power Line Communication (PLC), není novinkou. Historie této technologie, například podle publikace [18], je datována do počátku 20. století. V roce 1950 byla navržena jedna z prvních PLC technologií, známá jako hromadné dálkové ovládání (HDO) a poté nasazena na distribuční síť středního a nízkého napětí [19].

PLC systémy se dělí podle kmitočtového pásma na širokopásmové (do 30 MHz) a úzkopásmové (do 148,5 kHz). Hlavní výhodou technologie PLC je, že využívá stávající distribuční síť pro přenos dat. Profil využití této sítě se liší pro vnitřní a venkovní vedení. Úzkopásmové PLC systémy pro vnitřní použití jsou navrženy především pro řízení domácích elektrických spotřebičů (tzv. inteligentní domy Smart Home [22]). Zatímco úzkopásmové PLC systémy používány distribučními společnostmi využívají venkovní vedení pro systémy AMR (Automatic Meter Reading), které umožňují automatický odečet dat z elektrických zařízení. Tyto data budou v budoucnu pravděpodobně zpracovávat inteligentní síť Smart Grid [23]. Tyto sítě například umožní automatické oznamování o aktuální spotřebě elektrické energie.

Na tento trend Smart Grid sítí nejsou ale všechny systémy připraveny a to především ve starší zástavbě, kde nejsou takové technické prostředky pro jejich realizaci. Jednou z možností, jak tento problém řešit, je využít stávající silnoproudé vedení pro datové služby.

Druhá oblast využití, širokopásmová PLC technologie, představovala v nedávné době především koncept širokopásmového Internetu přes silnoproudé vedení. Tento koncept začal v posledních letech ustupovat. Na druhou stranu, širokopásmová PLC komunikace je v současné době stále žádaná pro domácí aplikace (vnitřní vedení), kdy je Internet přiveden jiným způsobem a poté rozveden do jednotlivých domácností právě po silnoproudém vedení. Toto tvrzení dokazuje především zvýšený zájem v oblasti zkoumání tohoto alternativního komunikačního media [34], [78]. Vnitřní vedení je uvažováno především z důvodu existující infrastruktury a velkého množství přístupových bodů v podobě elektrických zásuvek.

Na druhou stranu silnoproudé vedení se výrazně liší v topologii a fyzických vlastnostech od obvyklých kanálů, jako je kroucená dvojlinka, koaxiální či optický kabel. Je to dáno tím, že silnoproudé vedení je primárně určeno pro přenos elektrické energie. Tento fakt přináší silné rušení, časově a frekvenčně proměnné chování, vícecestné šíření signálu a velký útlum.

Z těchto důvodů je nutné získat parametry přenosového kanálu, především jeho přenosovou funkci. Detailní znalost přenosového kanálu umožní větší rozšíření PLC systémů. Porozumění a nalezení vlastností přenosového kanálu představuje hlavní cestu k hledání optimálních přístupových algoritmů, kódovacích a modulačních technik. Poté může být silno-

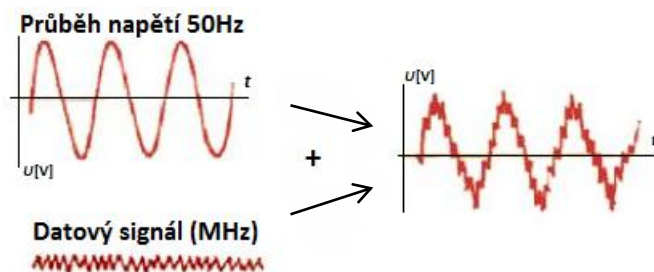
proudé vedení využito v plné míře pro Smart Grid sítě, inteligentní domy, či dálkové sběry dat s minimálními náklady z pohledu budování nové infrastruktury.

Tato práce je zaměřena na analýzu a modelování datové komunikace po silnoprůdém vedení. Nejprve je popsána fyzická vrstva technologie PLC a výhody a nevýhody PLC komunikace. Na tyto výhody a nevýhody navazuje kapitola popisující podstatu a motivaci k modelování. Tato motivace v další kapitole připravuje základ pro stanovení cílů, kterých chce práce dosáhnout. Následuje podrobný rozbor a analýza modelů vedení a stanovení referenčního modelu. Dále práce představuje vlastní řešení komunikačních modelů, modelů vedení a modelů rušení. Poslední část přináší výsledky analýzy a simulace modelů vedení.

# 1 ÚVOD DO TECHNOLOGIE PLC

PLC komunikace využívá silnoproudé vedení, které je primárně určeno pro dodávku elektrické energie. Připojení PLC komunikačních zařízení k elektrické síti je možné přes vazební členy (induktivní nebo kapacitní), které umožní připojit různé obvody s odlišnou hodnotou napětí. Datový signál z PLC zařízení je injektován skrz vazební člen do elektrické sítě. Nosná frekvence datové komunikace je výrazně větší než frekvence síťového napětí (50 Hz) a amplituda datové komunikace je výrazně nižší než elektrické sítě (230 V). Tento princip ilustruje Obr. 1.1.

Z přenosového pohledu se PLC technologie dělí podle využívané šířky pásma na úzkopásmovou a širokopásmovou. Úzkopásmová PLC využívá pásmo od 3 kHz do 148,5 kHz. Dosažitelné přenosové rychlosti jsou u této technologie v řádech stovek kbit/s. U širokopásmové PLC je šířka pásma od 1,6 MHz do 30 MHz a přenosové rychlosti bývají v řádech Mbit/s [20], [67].



Obr. 1.1: Princip PLC komunikace.

## 1.1 Úzkopásmová PLC

Úzkopásmová PLC technologie je definována evropským standardem CENELEC EN 50065 [20], [21]. Norma je rozdělena na tři hlavní části:

- EN50065-1 definuje obecné požadavky týkající se frekvenčních pásem a elektromagnetického rušení.
- EN50065-4-2 týká se nízkonapěťových oddělovacích filtrů a bezpečnostních požadavků.
- EN50065-7 zabývá se impedancí připojených zařízení.

Tento standard definuje pro úzkopásmové PLC frekvenční pásmo od 9 kHz do 148,5 kHz a rozděluje jej do pěti kategorií, Tab. 1.1. CENELEC definuje přenosové rychlosti v oblastech desítek kilobitů až tisíců kilobitů za sekundu při vzdálenosti mezi modemy do 1 km. K dosažení větší vzdálenosti je nutné na přenosové trase využít opakovače.

Tab. 1.1: Rozdělení komunikačních pásem z hlediska norem.

Pásmo	Šířka pásma [kHz]	Max. amplituda signálu [V]	Dodatek
	3 až 9	-	jen pro dodavatele el. energie
A	9 až 95	1 - 5	pro dodavatele el. energie a po jejich souhlasu i pro odběratele
B	95 až 125	1,2	jen pro odběratele, nevyžaduje protokol přístupu dle normy
C	125 až 140	1,2	jen pro odběratele – vyžadován protokol o přistoupení k dohodě (ČSN EN 50065)
D	140 až 148,5	1,2	jen pro odběratele, vyžaduje protokol přístupu dle normy

Úzkopásmové modemy využívající pásma B a C se používají především pro:

- ovládání zařízení napojených na elektrickou instalaci, jako je osvětlení, topení a klimatizace,
- centralizovaná kontrola a řízení různých domovních systémů, např. ovládání oken a dveří (Smart Home [22]),
- zabezpečovací úkony, propojení bezpečnostních senzorů a pravidla přístupu.

Pásmo A CENELEC normy je pro tzv. energetický dohled a s tím související služby, které zahrnují vzdálené kontrolní funkce, odečty z elektroměrů a používají se také pro komunikaci mezi systémy malých elektráren dodávajících do určité oblasti elektrickou energii a jejich funkce jsou závislé na aktuálních povětrnostních podmínkách, stavu vody, atd.

## 1.2 Širokopásmová PLC

Je zřejmé, že z hlediska přenosové rychlosti nemůže být úzkopásmová PLC technologie adekvátním konkurentem moderních přístupových sítí. Širokopásmová datová komunikace po silnoproudých vedeních nabízí rychlosti v řádech mega bitů a využívá přenosové pásmo v oblasti 1,6 až 30 MHz. V současné době existuje více než 50 různých výrobců, kteří se snaží standardizovat širokopásmovou technologii PLC. Nejdále v této standardizaci je sdružení Home Plug, jejichž zařízení slouží pro vysokorychlostní přenos dat po elektrické síti. Všechna tato řešení jsou určena pro vnitřní využití.

Širokopásmová PLC technologie nabízí cenově efektivní telekomunikační síť bez nutnosti položení nových vodičů a je tak slibnou konkurencí k současným xDSL technologiím. Současné širokopásmové systémy nabízejí přenosovou rychlost přesahující 2 Mbit/s ve venkovních rozvodech a ve vnitřních rozvodech 12 Mbit/s. Powerline technologie Defiddev/DS2 slibuje nominální rychlost až 200 Mbit/s, reálnou pak 50 - 100 Mbit/s [24]. Technologie HomePlug AV až 500 Mbit/s [26].

Standardizace širokopásmových PLC se řeší na celosvětové úrovni již několik let a zabývá se jí nezávisle na sobě řada institucí, organizací a sdružení. Mezi ně patří například Open PLC

European Research Alliance (OPERA), Evropský telekomunikační institut (ETSI), HomePlug Powerline Alliance (HPA) a Defidev/DS2.

Jedna z nejrozšířenějších technologií HomePlug je vhodná zejména pro oblast Smart Home (inteligentní domy). Tyto inteligentní systémy a sítě Smart Grid jsou prioritní osou Evropské unie [25]. Z ustanovení [25] vyplývá, že se Evropská unie do roku 2020 zavázala ke třem základním dílčím cílům. Jeden z těchto dílčích cílů je redukce elektrické energie a tento cíl nepřímo souvisí se širším nasazením těchto sítí. Právě z tohoto důvodu je výzkum a vývoj v této oblasti značně významný.

### 1.3 Definice PLC komunikace – Fyzická vrstva

Pro definici datové komunikace po silnoproudém vedení je nutné seznámení se samotným přenosovým kanálem. Elektrická síť je soubor jednotlivých vzájemně propojených elektrických stanic a elektrických vedení pro přenos a rozvod elektrické energie. Podle účelu se elektrické sítě dělí na:

- *přenosové sítě* pro přenos velkých výkonů na velké vzdálenosti,
- *distribuční (rozvodné) sítě*, které tvoří soubor zařízení pro rozvod elektrické energie z přenosové soustavy ke koncovým uživatelům.

Elektrickou síť lze rozdělit na části podle napěťových úrovní. V České republice jsou v současné době využívány přenosové trojfázové soustavy s následujícími normalizovanými napětími:

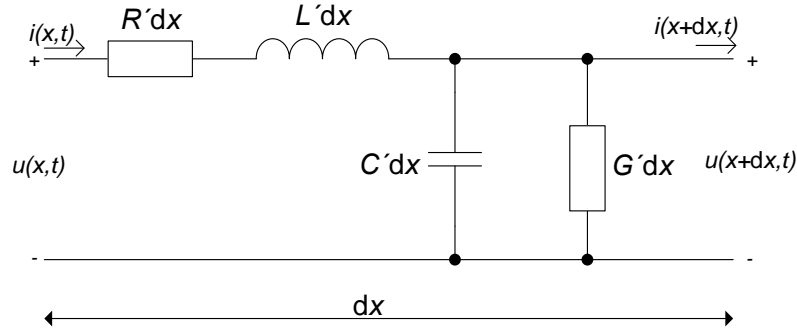
- Velmi vysoké napětí (VVN): 110 kV, 220 kV, 400 kV a 1000 kV - toto vedení umožňuje přepravu energie na velké vzdálenosti, a proto se používá k propojení velkých oblastí nebo propojení elektrárny s rozsáhlými regiony nebo velkými zákazníky. Jsou realizovány obvykle nadzemními kabely.
- Vysoké napětí (VN): 6 kV, 10 kV, 22 kV a 35 kV - používá se pro zásobování menších oblastí, měst, případně velkých průmyslových odběratelů. Vzdálenosti jsou podstatně menší než u VVN. Pro pokrytí VN sítě se používají nadzemní i podzemní kabelová vedení.
- Nízké napětí (NN): 230 V, 400 V a 500 V - používá se pro dodávku energie koncovým uživatelům. Délka těchto sítí bývá několik set metrů. Ve městech jsou realizována převážně podzemními vedeními a ve venkovských oblastech nadzemními vedeními.

### 1.4 Charakteristika PLC přenosového kanálu

#### 1.4.1 Charakteristické veličiny silnoproudého vedení

Většina metod popsaných v literatuře [1], [50], [51], [52], [53], [54], [55] a [56] zabývající se modelováním a simulací silnoproudých vedení je založena na časově závislých telegrafních rovnicích. Tyto rovnice jsou určeny pro elementární úsek vedení.

Elementární úsek  $dx$  dvojvodičového vedení se dá popsat pomocí náhradního modelu složeného z pasivních prvků, zobrazeného na Obr. 1.2 [8].



Obr. 1.2: Elementární úsek vedení.

Na Obr. 1.2,  $x$  značí délku vedení,  $u(x, t)$  a  $u(x+dx, t)$  značí okamžitou hodnotu napětí v bodě  $x$ , respektive v bodě  $x+dx$ , obdobně  $i(x, t)$  a  $i(x+dx, t)$  značí okamžitý proud v bodě  $x$ , respektive v bodě  $x+dx$ .  $R'$ ,  $L'$ ,  $C'$ ,  $G'$  jsou na délku vztažené odpor ( $\Omega/m$ ), indukčnost (H/m), kapacita (F/m) a svod (S/m) a jsou označovány jako primární parametry vedení.

Elementární parametry úseku vedení délky  $dx$  jsou pak  $R'dx$ ,  $L'dx$ ,  $C'dx$ ,  $G'dx$ . Na tento model je možné aplikovat Kirchhoffovy zákony a po úpravě a nalezení limity  $dx \rightarrow 0$  obdržíme výsledné telegrafní rovnice:

$$\frac{\partial u}{\partial x} + R'i + L'\frac{\partial i}{\partial t} = 0, \quad (1.1)$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} + G'u + C'\frac{\partial u}{\partial t} = 0. \quad (1.2)$$

Napětí a proudy nebudou v tomto případě funkcemi času  $t$ , ale jen délky vedení. Rovnice (1.1) a (1.2) pak přepíšeme do tvaru:

$$-\frac{dU}{dx} = (R' + j\omega L')I, \quad (1.3)$$

$$-\frac{dI}{dx} = (G' + j\omega C')U. \quad (1.4)$$

Rovnice (1.3) a (1.4) vyjadřují úbytek napětí a proudu na elementu vedení  $dx$ . Vzájemným řešením rovnic tak, že derivujeme jednu podle  $x$  a jednu proměnnou vyloučíme a dosadíme z druhé rovnice, dostaneme dvojici diferenciálních rovnic 2. řádu s konstantními koeficienty:

$$-\frac{d^2U}{dx^2} = (R' + j\omega L')(G' + j\omega C')U, \quad (1.5)$$

$$-\frac{d^2I}{dx^2} = (R' + j\omega L')(G' + j\omega C')I. \quad (1.6)$$

Dále provedeme substituci, upravíme rovnici a získáme měrný činitel přenosu:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')}, \quad (1.7)$$

kde  $\alpha$  je měrný útlum ( $\text{m}^{-1}$ ) a  $\beta$  je měrný fázový posuv ( $\text{rad/m}$ ).

Rovnici (1.5) upravíme do tvaru:

$$\frac{d^2 U}{dx^2} - \gamma^2 U = 0. \quad (1.8)$$

Obecné řešení této lineární homogenní diferenciální rovnice má tvar:

$$U_x = A_1 e^{\gamma x} + A_2 e^{-\gamma x}. \quad (1.9)$$

Proud  $I_x$  vyjádříme ze vztahu (1.6), do kterého dosadíme součinitel přenosu  $\gamma$  a  $U_x$  ze vztahu (1.9) a po následné úpravě získáme tvar:

$$I_x = \sqrt{\frac{G' + j\omega C'}{R' + j\omega L'}} (-A_1 e^{\gamma x} + A_2 e^{-\gamma x}), \quad (1.10)$$

kde  $A_1$  a  $A_2$  jsou integrační konstanty, jenž lze určit ze stavu na konci vedení. Dosazením  $U_x = U_2$ ,  $I_x = I_2$  a  $x = l$  a následným sečtením získaných rovnic obdržíme integrační konstanty:

$$A_1 = \frac{1}{2} (U_2 - Z_C I_2) e^{-\gamma l}, \quad (1.11)$$

$$A_2 = \frac{1}{2} (U_2 + Z_C I_2) e^{\gamma l}. \quad (1.12)$$

V rovnici (1.10) má výraz s odmocninou rozměr admitance. Při řešení je však využívána především převrácená hodnota této admitance, která se nazývá charakteristická impedace vedení  $Z_C$ :

$$Z_C = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}. \quad (1.13)$$

Charakteristická impedace  $Z_C$  a měrná míra přenosu  $\gamma$  tvoří takzvané sekundární parametry vedení.

Napětí a proud na vstupu vedení se odvodí ze vztahů (1.9) a (1.10) pro  $x = 0$ .

$$U_1 = A_1 e^{\gamma \cdot 0} + A_2 e^{-\gamma \cdot 0} = A_1 + A_2 \quad (1.14)$$

$$I_1 = \frac{1}{Z_C} (-A_1 e^{\gamma \cdot 0} + A_2 e^{-\gamma \cdot 0}) = \frac{1}{Z_C} (-A_1 + A_2) \quad (1.15)$$

Dosazením integračních konstant  $A_1$  (1.11) a  $A_2$  (1.12), úpravě a náhradou jednotlivých členů hyperbolickými funkcemi získáme:

$$U_1 = U_2 \cosh(\gamma l) + Z_c I_2 \sinh(\gamma l), \quad (1.16)$$

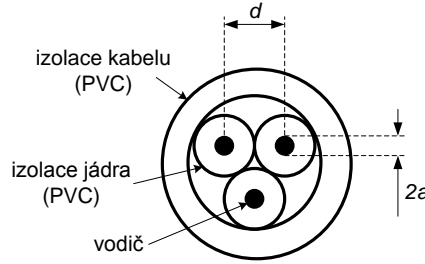
$$I_1 = \frac{U_2}{Z_c} \sinh(\gamma l) + I_2 \cosh(\gamma l). \quad (1.17)$$

Přepsáním do maticového tvaru, který umožní jednodušší řešitelnost, získáme vlnové rovnice:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (1.18)$$

#### 1.4.2 Primární parametry přenosového vedení

Dále budeme uvažovat jednofázové vedení nízkého napětí a kabely běžně používané pro elektrické instalace v bytových výstavbách. Mezi tyto kabely patří například kabely CYKY [63], kdy průřez kabelu je zobrazen na Obr. 1.3. Kabel na Obr. 1.3 představuje fázový vodič, střední vodič a zemní vodič, dále je každý vodič vložen do izolačního pláště a navíc všechny tři vodiče jsou izolovány externím pláštěm.



Obr. 1.3: Tvar silnoprůdového vedení.

Pro účely modelování je na vedení pohlíženo jako na dva vodiče a vodič vedení pro přenos, které mají vodivé jádro a jsou obklopeny stejným dielektrickým materiálem. Primární parametry takového modelu lze určit z rovnic [57]:

$$R' = \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0 f}{\pi \sigma a^2}} \left[ \frac{\frac{d}{2a}}{\sqrt{\left(\frac{d}{2a}\right)^2 - 1}} \right], \quad (1.19)$$

$$L' = \frac{\mu_r \mu_0}{\pi} \cosh^{-1} \left( \frac{d}{2a} \right), \quad (1.20)$$

$$C' = \frac{\pi \epsilon_r \epsilon_0}{\cosh^{-1} \left( \frac{d}{2a} \right)}, \quad (1.21)$$

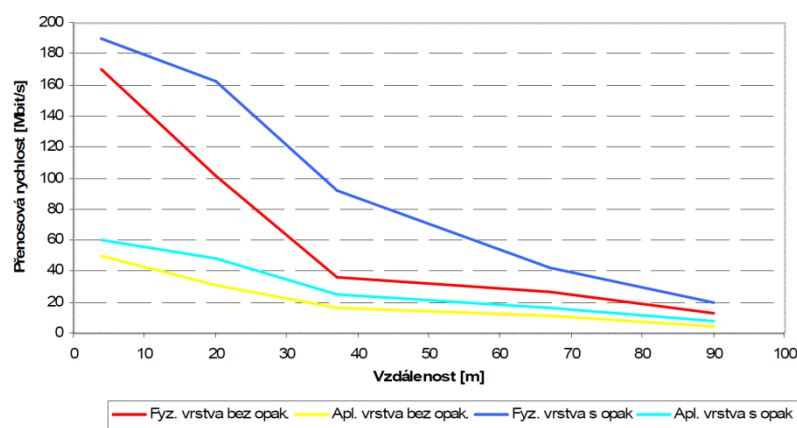
$$G' = 2\pi f C' \tan \delta, \quad (1.22)$$



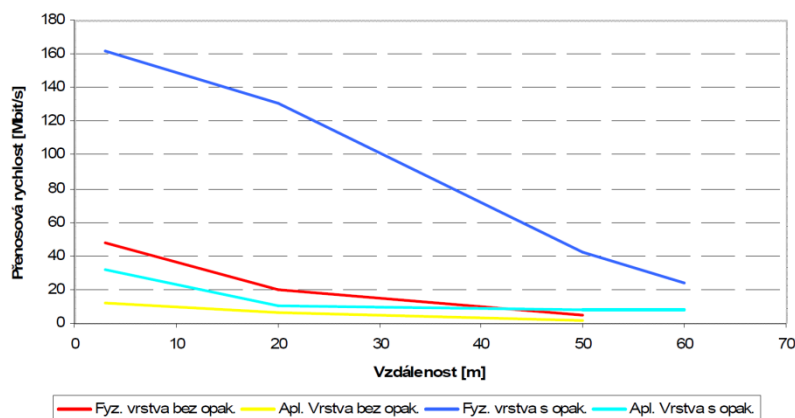
kde  $d$  je vzdálenost mezi středy vodičů,  $a$  je poloměr vodiče,  $\sigma$  značí konduktivitu mědi,  $\varepsilon_r$  značí relativní permitivita izolace,  $\varepsilon_0$  je permitivita vakua,  $\tan \delta$  je faktor rozptylu a  $\mu_r$  je relativní magnetická permitivita mědi.

### 1.4.3 Rušení

Praktická měření PLC technologie ukazují, že širokopásmová i úzkopásmová technologie má stále problémy s dosažením komunikačních vzdáleností dle teoretických předpokladů. Obr. 1.4 a Obr. 1.5 ukazují výsledky z měření modemů technologie DefiDev/DS2, kde teoretická přenosová rychlost udávaná výrobcem je 200 Mbit/s. Z výsledků lze vidět, že přenosová rychlost díky rušení a technologickému provedení silnoproudé sítě se vzdáleností výrazně klesá. Robustní modulační techniky se snaží problém rušení minimalizovat, ale na úkor spolehlivosti snižují přenosovou rychlost. Výsledky (Obr. 1.5) mimo jiné potvrzují, že právě v zarušených prostředích (v tomto případě průmyslové prostředí výroby plastů) přenosová rychlost značně klesá.

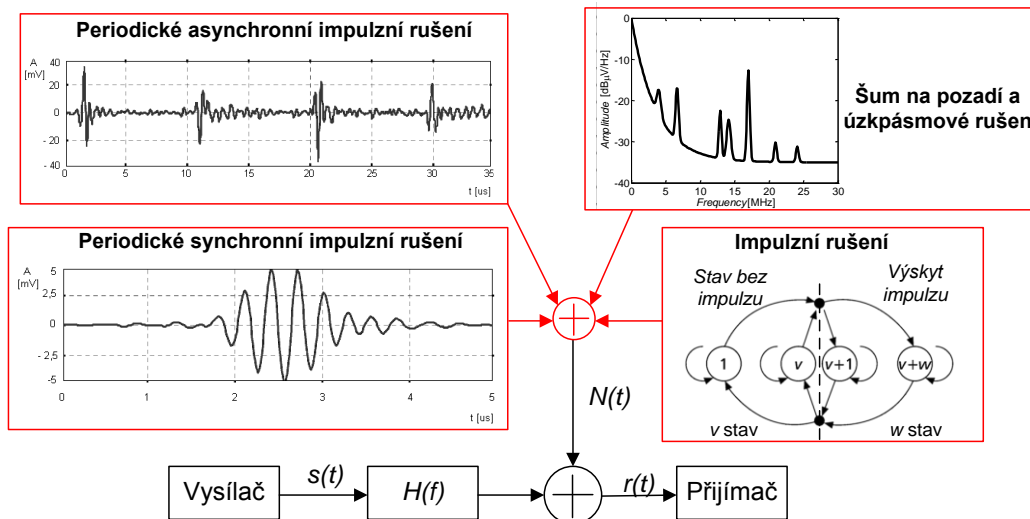


Obr. 1.4. Přenosová rychlost v domácím prostředí.



Obr. 1.5: Přenosová rychlost v průmyslovém prostředí.

Obr. 1.6 znázorňuje zjednodušený blokový model PLC komunikačního kanálu, ve kterém jsou zahrnuty všechny typy rušení [71], [74].



Obr. 1.6: Rušení na silnoproudém vedení.

### Šum na pozadí

Šum na pozadí vzniká skládáním velkého počtu zdrojů rušení o nízké intenzitě. Jeho parametry jsou proměnné v čase a je v silnoproudé síti přítomen vždy. Je možné ho popsat spektrální výkonovou hustotou (PSD). Hodnoty této výkonové spektrální hustoty jsou do 20 kHz poměrně vysoké, s rostoucím kmitočtem PSD klesá. Úroveň spektrální výkonové hustoty se pohybuje v domácím prostředí kolem -130 dBV/Hz po překročení kmitočtu 500 kHz. Zdrojem šumu na pozadí mohou být např. univerzální motory, stmívače, světla, televizní přijímače a elektrické spotřebiče.

Šum na pozadí (BN) je možné popsat rovnicí [48]:

$$A_{\text{BN}}(f) = A_{\infty} + A_0 \cdot e^{-\frac{f}{f_0}}, \quad (1.23)$$

kde  $A_{\infty}$  spektrální výkonová hustota pro  $f \rightarrow \infty$  a  $A_0$  je rozdíl mezi  $A_{\infty}$  a  $A_0$ .

### Úzkopásmové rušení

Úzkopásmové rušení má tvar úzkých špiček s vysokou spektrální výkonovou hustotou PSD. Na frekvencích do 150 kHz ho způsobují zejména spínané zdroje, měniče frekvence, počítačové monitory, televizory a zářivky. Na vyšších frekvencích toto rušení pak pochází od rozhlasových stanic vysílajících v krátkovlnném a středovlnném pásmu.

Úzkopásmový šum (NaN) lze popsat součtem několika sinusovek, které mají odlišné parametry [48]:

$$n_{\text{NaN}}(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot t + \varphi_i), \quad (1.24)$$

kde  $N$  počet vln lišících se frekvencí  $f_i$ , amplitudou  $A_i(t)$  a fází  $\varphi_i$ . Fáze  $\varphi_i$  je určena náhodně z intervalu  $[0; 2\pi]$ .

## Impulsní rušení

Rozlišujeme tyto typy impulzního rušení:

- *periodické synchronní*. Impulsy se vyznačují krátkou dobou trvání v řádech  $\mu\text{s}$  a opakují se s frekvencí 50 Hz (Evropa). Impulsy jsou synchronní, vzhledem ke kmitočtu signálu síťového napětí. Spektrální výkonová hustota se snižuje se zvyšujícím se kmitočtem. Periodické synchronní impulsní rušení je způsobeno např. konvertory a stmívači.
- *periodické asynchronní*. Toto rušení je charakteristické opakujícími se impulsy mezi 50 kHz a 200 kHz a dobou trvání od několika  $\mu\text{s}$  až ms. Tento typ rušení ovlivňuje velmi blízké kmitočty a na základě toho vznikají svazky kmitočtů (je to dáno vysokým kmitočtem opakování). Toto rušení způsobují především spínané prvky v distribuční síti.
- *asynchronní*. Toto rušení je způsobeno hlavně se spínači s přechodovými jevy. Tyto impulsy trvají od několika  $\mu\text{s}$  až ms. Jejich spektrální hustota výkonu může dosáhnout hodnoty vyšší než 50 dB nad úroveň okolního šumu, což je hlavní příčinou chybovosti.

### 1.4.4 Modulace využívané v PLC

Podle typu datové komunikace je volena konkrétní digitální modulace. Technologie PLC využívá úzkopásmové a širokopásmové modulace:

- *úzkopásmové* – používají se pro nízké bitové rychlosti (stovky kbit/s) a využívají frekvenční pásmo kolem 100 kHz.
  - Modulace s klíčováním amplitudy **ASK**, v základní formě není odolná vůči rušení a v komunikačních systémech se v podstatě kvůli malé spolehlivosti nepoužívá. Dlouhou dobu byla tato modulace využívána v jenom z nejstarších zástupců PLC modemu TDA5051 [83].
  - Modulace s klíčováním kmitočtu **FSK** je založena na přepínání dvou kmitočtů harmonického signálu  $f_1$  a  $f_2$  v závislosti na signálovém prvku. Nulovému prvku může příslušet kmitočet  $f_1$  a jedničkovému prvku kmitočet  $f_2$ . Tato technika je jednoduchá a odolnější proti rušení než modulace ASK. Z těchto důvodů je velmi rozšířená (využívá ji např. PLC modem ST7538 [84] nebo AMIS-49587 [86]).
  - Modulace s klíčováním fáze **MPSK** je jednou z nejběžnějších modulací. Množina datových symbolů je vyjádřena vztahem:

$$d_n \in \left\{ e^{j \frac{2\pi}{M_d} i} \right\}_{i=0}^{M_d-1}, \quad (1.25)$$

kde za  $M_d$  se doplní počet datových symbolů. Ovládanou veličinou je fáze bodu v konstelaci modulace, tedy úhel vektorové reprezentace v signálovém prostoru.

- **BPSK, 4PSK** - ve speciálním případě binárních dat  $M_d = 2$  nazýváme modulaci BPSK (binární fázové klíčování). Datové symboly pro BPSK jsou  $d_n \in \{1, -1\}$  a pro 4PSK jsou  $d_n \in \{1, j, -1, -j\}$ . Tento typ modulace je využit např. v chipecch SM2101 [87].
- **QPSK** - modulace PSK pro 4-stavové symboly  $M_d = 4$  se vyskytuje buď ve své základní podobě s datovými symboly  $d_n \in \{1, j, -1, -j\}$ , nebo v mírně modifikované formě, která se od té původní liší jen o otočení konstelace o  $\pi/4$ . Na vlastnosti modulace to nemá žádný vliv, ale řada algoritmů na straně detektorů dostane poněkud jednodušší podobu. Tento typ modulace je využit např. v ST7580 [88]. Množina symbolů pro QPSK je následující:

$$d_n \in \left\{ e^{j\frac{\pi}{4}}, e^{j\frac{3\pi}{4}}, e^{j\frac{5\pi}{4}}, e^{j\frac{7\pi}{4}} \right\} = \left\{ \frac{1+j}{\sqrt{2}}, \frac{-1+j}{\sqrt{2}}, \frac{-1-j}{\sqrt{2}}, \frac{1-j}{\sqrt{2}} \right\}. \quad (1.26)$$

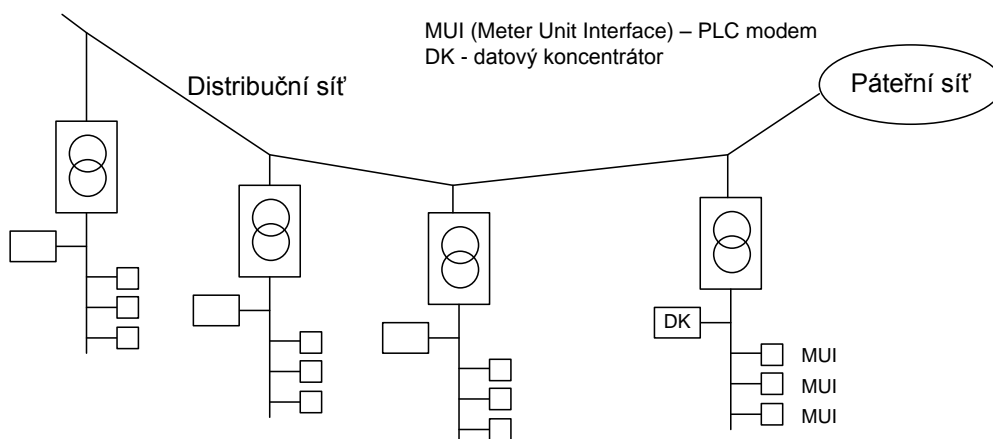
- Kvadraturní amplitudová modulace (**QAM**) - podstatou je klíčování nejen fáze, ale i amplitudy nosné vlny. Děje se tak za účelem zvyšování stavů, aby se zvýšila přenosová rychlost. Nevýhodou při velkém množství stavů je menší odolnost vůči rušení. Při vícestavové modulaci (M-QAM), kde  $M = 2^n$ , je skupina z dvojkových prvků, jako jsou dibity, tribity, kvabity atd., vyjádřena jedním signálovým prvkem.
- *širokopásmové* - využívají kmitočtového pásma od 2 MHz do 30 MHz a je možné dosáhnout vyšších přenosových rychlostí (stovky Mbps). Do této skupiny patří například modulace **OFDM** (Ortogonalní multiplex s frekvenčním dělením). Tato modulace je relativně náročná, ale velmi odolná proti rušení. Této odolnosti je dosaženo rozdělením přiděleného pásma na dílčí sub pásma, která jsou od sebe vzdálena tak, aby nedocházelo k jejich překryvu. V každém dílčím pásmu je použita některá z předchozích modulací. Tento typ modulace je využit např. u modemu ST7590 [85] nebo MAX 2991 [89]. Dále se v širokopásmových systémech využívají modulace s **rozprostřeným spektrem**, kde se vysílá signál v mnohem širším kmitočtovém pásmu, než je potřebná minimální šířka pásma určená pro přenos. Účelem je to, aby vysílaný signál byl obtížně detekovatelný a nebyl negativně ovlivněn cizími systémy.

#### 1.4.5 Topologie distribuční sítě

Distribuční sítě se budují v různých topologiích, přičemž jednotlivé topologie mají své výhody a nevýhody z hlediska PLC. V principu lze budovat sběrníkové sítě, hvězdicové sítě a kruhové sítě [71]. Topologie se liší lokací použití a je různá v jednotlivých zemích. Z hlediska PLC komunikace je topologie podřízena distribuci energie, nikoliv přenosu dat po silnoproudém vedení.

##### Sběrníkové sítě

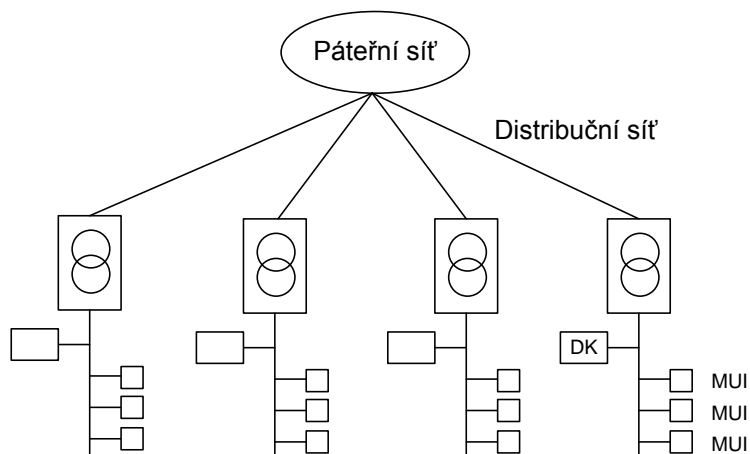
Sběrníková topologie sítě může být realizována s relativně nízkými náklady, ovšem limitujícím faktorem sběrníkového typu sítě je spolehlivost v případě poruchy. Pokud v případě sběrníkové topologie (Obr. 1.7) dojde k přerušení propojení mezi PLC přístupovými sítěmi, všechny sekce PLC sítě za poruchou budou odpojeny.



Obr. 1.7: Sběrníková topologie.

### Hvězdicové síť

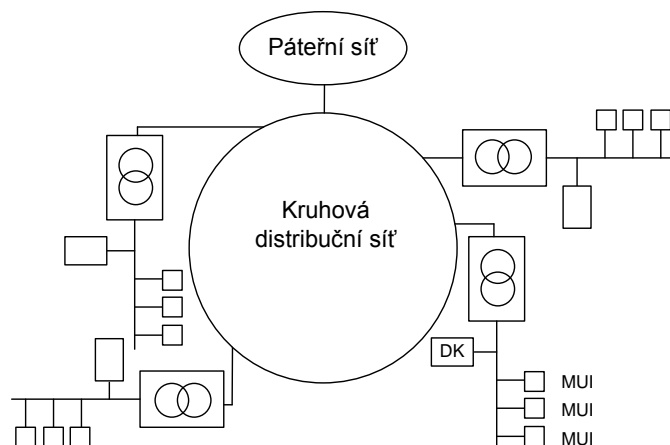
Hvězdicové síť jsou napájeny z jednoho místa. Z místa napájení, např. z transformátorové stanice (Obr. 1.8) nebo spojovacího uzlu, vycházejí vedení paprskovitě ke spotřebitelům. V případě přerušení jednotlivého spojení dojde k odpojení pouze jedné sekce PLC sítě.



Obr. 1.8: Hvězdicová topologie.

### Kruhové síť

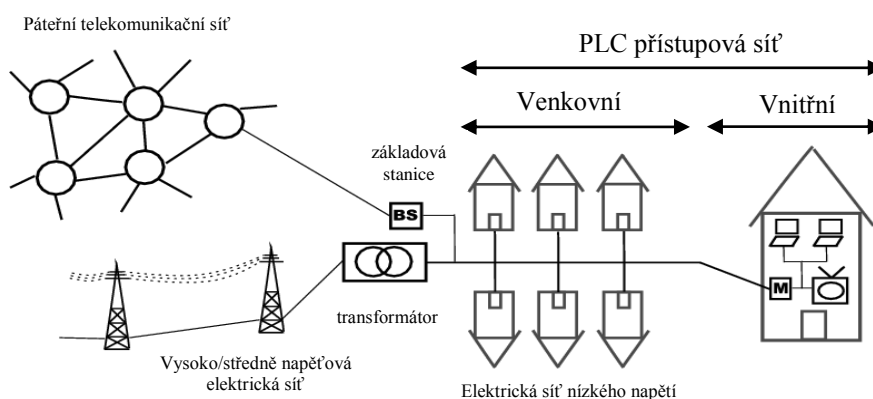
Kruhové síť zabezpečují napájení vždy ze dvou stran (Obr. 1.9). Při poruše nedojde k odpojení všech odběratelů, ale pouze některé části kruhu. Dojde tak k rekonfiguraci topologie na dvě hvězdicové síť. Z toho je patrné, že z hlediska spolehlivosti je kruhová topologie nejvýhodnější.



Obr. 1.9: Kruhová topologie.

#### 1.4.6 Struktura přístupové sítě PLC

Obr. 1.10 zobrazuje strukturu přístupové PLC sítě. Síť nízkého napětí je připojena k síti vysokého a velmi vysokého napětí přes trafostanici. PLC přístupové sítě jsou připojeny k pátečním komunikačním sítím přes základovou stanici. Základová stanice propojí telekomunikační síť s přístupovou sítí PLC na NN silnoproudých rozvodech. Uživatelé jsou spojeni se sítí přes PLC modem, který bývá buď u elektroměru, nebo může být v jednotlivých zásuvkách v elektrické síti. Přenos uvnitř budov je realizován po interní elektrické instalaci (vnitřní PLC síť) [71].



Obr. 1.10: Struktura PLC přístupové sítě.

#### Vnitřní PLC síť

Vnitřní PLC systémy využívají jako přenosové medium vnitřní elektrické rozvody a infrastrukturu (vnitřní vedení). Vnitřní PLC síť umožní propojení typických zařízení využívaných v domácnostech, jako telefony, počítače, tiskárny a další. Touto sítí se lze vyhnout budování nových a drahých komunikačních vedení. V současné době jsou s vnitřními PLC sítěmi spojovány především inteligentní domy (Smart Home [22]) a inteligentní síť (Smart Grid [23]). Tyto inteligentní domy a inteligentní síť slouží především pro ovládání zařízení napojených na elektrickou instalaci, jako je osvětlení, topení a klimatizace nebo pro ovládání oken a dveří či bezpečnostní aplikace. Z tohoto důvodu se vnitřní PLC vedení a PLC komuni-

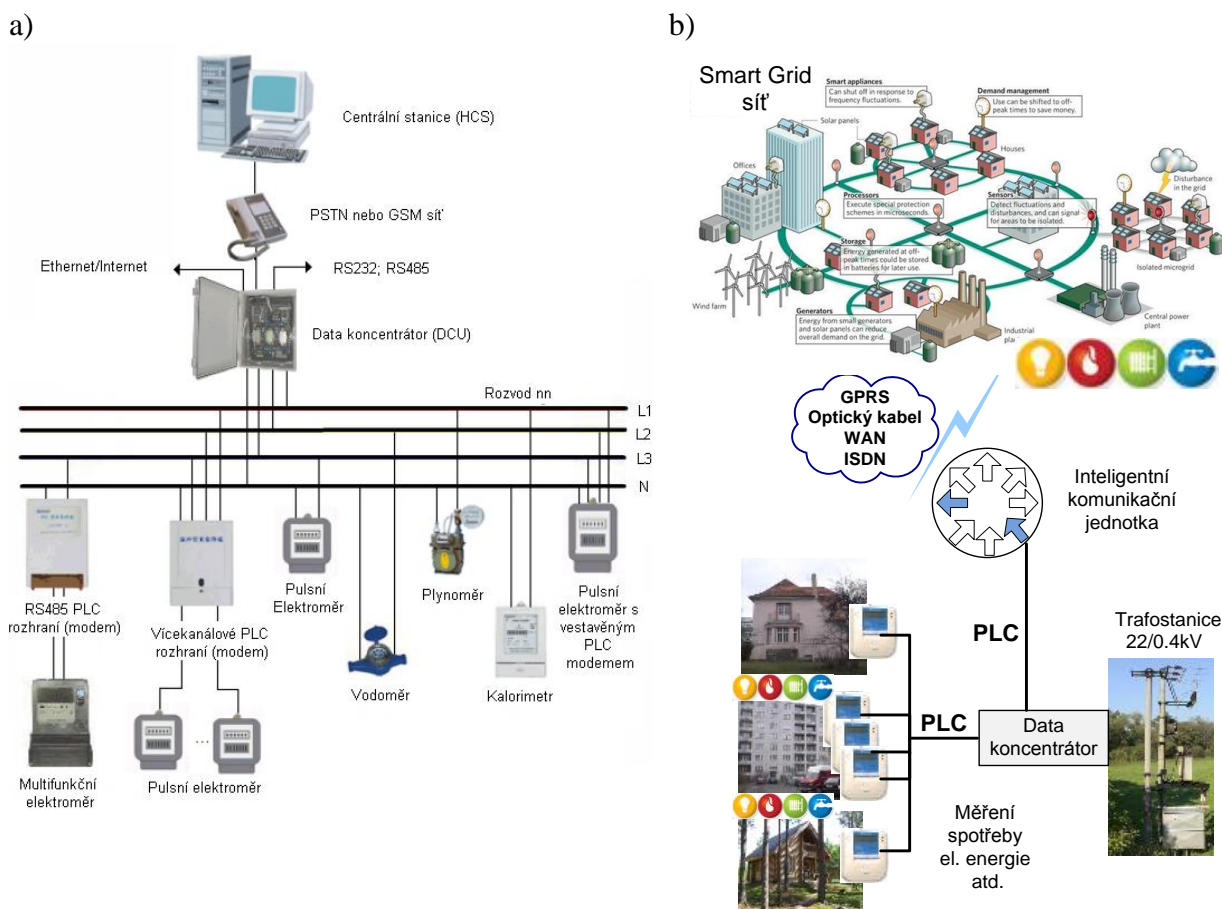
kace zdá jako rozumné řešení pro vybudování těchto sítí, především ve starých zástavbách, které nemají vybudovanou dostatečnou komunikační infrastrukturu.

### 1.4.7 Smart Grid

Pojem Smart Grid charakterizuje způsob přístupu k realizaci procesů výroby, přenosu, distribuce a spotřeby elektrické energie (primární technologie). Smart Grid se dotýká jak procesů v oblasti primární technologie, tak zejména procesů souvisejících se sekundárními technologiemi – monitorováním, řízením, automatizací procesů, diagnostiky, údržby primární a sekundární technologie.

Specifickou vlastností konvenční elektrické sítě je, že distribuce elektrické energie je převážně pouze jednosměrná. Komunikační infrastruktura ale umožňuje obousměrnou komunikaci. Nárůst využití Smart Grid byl v nedávné době způsoben především díky využití této sítě pro telemetrii, dálkový sběr dat z elektroměrů, měřičů kvality atd.

Smart Grid řešení v energetice pokrývá velkou oblast řešení a to přináší velký počet problémů. Jedním z těchto problémů je najít vhodný komunikační kanál pro obousměrnou komunikaci. Kandidáty na vhodné komunikační kanály pro Smart Grid sítě jsou silnoproudé vedení [2], WAN [5], [6], GPRS [15], [16], ISDN a optické vedení, viz Obr. 1.11. Inteligentní komunikační jednotka na Obr. 1.11 může být například komunikační jednotka Meg202 [17].



Obr. 1.11: a) Smart Grid síť pro sběr dat, b) Globální model Smart Grid sítě.

## 2 PODSTATA A MOTIVACE MODELOVÁNÍ PLC

Silnoproudé vedení se uvažuje jako alternativní přenosový kanál především z ekonomického hlediska. Hlavní využití PLC technologie v současné době lze rozdělit do těchto kategorií:

- Širokopásmové PLC je vhodný komunikační kanál uvnitř budov (vnitřní vedení) pro Smart Grid sítě, Smart Home a pro vybudování malých domácích sítí.
- Úzkopásmové PLC se jeví jako vhodný komunikační kanál pro dálkové sběry dat, automatické odečty či řízení domácích spotřebičů.

Avšak i jako jiné technologie má PLC tyto negativní vlastnosti:

- časově a kmitočtově proměnný útlum vedení,
- závislost PLC modelů na lokaci a topologii,
- barevný šum pozadí,
- různé druhy impulzního rušení,
- elektromagnetická kompatibility, která limituje vysílací výkon,
- vícecestné šíření signálu a odrazy způsobené heterogenní strukturou s odbočkami a nepřizpůsobenými impedancemi,
- charakteristiky vedení se mění nepředvídatelně a náhodně.

### 2.1 Podstata modelování

Silnoproudé vedení není uzpůsobeno pro datovou komunikaci kvůli své frekvenční a časové proměnnosti. Dále silnoproudé vedení představuje z hlediska PLC velmi zarušené přenosové medium, především díky šumu na pozadí a impulznímu rušení [48]. Z těchto důvodů se velmi obtížně modeluje [1], [45].

Díky složitosti modelování silnoproudých vedení byly první pokusy o modelování založeny na statistické analýze odvozené z rozsáhlých měření [31], [32], [50] a [51]. V nedávné době se v mnohé literatuře [18], [28], [29], [30], [43] a [53] objevují deterministické přístupy, které se zaměřují na problematiku pochopení fyzické propagace signálu přes silnoproudé vedení.

Další podstatnou vlastností silnoproudých vedení je časově proměnné chování. Přenosová funkce silnoproudého vedení se může nečekaně změnit se změnou topologie, když se odpojují/připojují nebo zapínají/vypínají zařízení a spotřebiče připojené k síti.

První přístupy modelování byly založeny na statistickém chování vedení odvozeném z fyzického modelu vedení a měření [31], [32], [50] a [51]. Zatímco v literatuře [18], [28], [29], [30], [43] a [53] je využito deterministického přístupu založeného na přesných modelech vedení. Statistický model nevyžaduje znalost topologie vedení, ale vyžaduje rozsáhlé měření. Zatímco deterministické modely vyžadují detailní znalost topologie vedení, ale nevyžadují žádné měření.

Pokud chceme modelovat silnoproudé vedení správně, tak nedávný výzkum [18], [28], [29], [30], [43] a [53] ukázal, že deterministický přístup je vhodnější než statistický. Determinismus může být využit pro návrh robustních modemů a optimalizaci PLC systémů. Napří-



klad pro stanovení optimálního přenosu, když známe parametry kanálu na straně přijímače nebo pro úpravou kódovacích schémat v případě, že je rušení známo na straně přijímače.

V poslední době se v publikacích [42], [43] a [53] začíná uvažovat s hybridním přístupem, který kombinuje dohromady různé způsoby modelování tak, aby výsledný model byl co nejvhodnější pro specifickou oblast využití.

## 2.2 Motivace práce

Různé studie [33], [34], [35], [36], [42] a [72] týkající se modelování silnoproudých vedení popisují proměnnost frekvenční odezvy způsobenou impedancí zátěže. Výzkum v uvedených zdrojích ukázal proměnnost frekvenční odezvy, ale neukázal, které parametry ovlivňují odezvu kanálu, jaký je vliv impedance zátěže, délky vedení, délky odbočky a počtu odboček na odezvu kanálu. Z toho důvodu je jedním z cílů modelování určit vliv těchto parametrů na odezvu kanálu.

Návrh vhodného modelu PLC komunikace umožní testování a volbu vhodné modulace a kódovacího schématu. Vyhodnocení výkonnosti PLC technologie vyžaduje znalost odezvy přenosového kanálu v širokém frekvenčním pásmu do 50 MHz. Analýza provedená na simulacích výsledcích modelu přinese důležité výsledky vhodné pro návrh PLC modemů.

První teoreticky možný přístup k modelování je založený na parametrech získaných ze statistické analýzy a rozsáhlého měření. Druhý přístup vychází z fyzického modelu, který je založen na přesné znalosti parametrů kanálu. Cílem každého přístupu je navrhnout generátor odezvy kanálu.

První přístup je poměrně komplikovaný, jelikož výsledky měření se liší místem použití. Tento přístup popisuje například publikace [51], která se zaměřuje na odhad parametrů modelu vícecestného šíření venkovních vedení na základě statistického výpočtu z naměřených hodnot. Výsledky nemohou být použity pro velký počet cest a model není založen na náhodném generování parametrů vedení, jak je tomu ve skutečné síti. Pro získání generátoru kanálu je v článku [58] realizováno statistické rozložení pro model v článku [51], nicméně toto rozložení není podloženo reálným základem výběru parametrů kanálu ani ověřeno měřením.

Druhý přístup definuje model založený na fyzických parametrech vedení a distribuční sítě, avšak jeho realizace je obtížná z pohledu uvažování všech komponent sítě. Deterministické modely založené na teorii přenosového vedení jsou například popsány v publikaci [42]. V článku [53] byla provedena diskuze a návrh ke generování náhodné PLC topologie, z které lze deterministickým modelem určit odezvu kanálu. Model zátěže byl v tomto článku pouze zjednodušen, a proto výsledky simulace nemusejí odpovídat měření. Z tohoto důvodu je v této práci uvažováno s modelem zátěže jako kmitočtově-časově proměnným.

Dosavadní měření a modely [31], [33], [37], [39], [51] a [74] uvažovaly silnoproudé vedení jako časově lineární kanál, kde změny odezvy kanálu se dějí jako důsledek připojování a odpojování elektrických spotřebičů, což představuje dlouhodobé změny. Ale tyto modely nepoukazovaly na periodickou časovou proměnnost některých elektrických spotřebičů, kvůli níž vykazuje silnoproudé vedení periodické časové kolísání, představující krátkodobé změny.

Pomocí modelování bude možné určit koherentní šířku pásma. Koherentní šířka pásma vztažená k šířce pásma přenášeného signálu může určit potřebu použití ochranných kanálových technik, např. kódování či ekvalizace pro omezení disperzivního efektu kanálu s vícecestným šířením.

### 3 CÍLE DIZERTACE

Dizertační práce bude zaměřena především na analýzu možností datové komunikace po silnoproudých vedeních. Hlavním přínosem práce bude vytvoření modelů pro venkovní a vnitřní vedení, které s dostatečnou přesností aproximují reálné parametry silnoproudého vedení pro přenos dat. Pro realizaci přesných modelů bude provedena analýza dosavadního a současného výzkumu v oblasti modelování PLC komunikace, především pro modely silnoproudého vedení a stanovení jejich matematického popisu. Zpracováno v kapitole 4.

Hlavní cíle dizertační práce byly stanoveny následovně:

- *Modelování silnoproudých vedení, zdrojů rušení a vysílače a přijímače komunikace na základě matematických modelů.*  
Bude provedeno měření primárních parametrů silnoproudých kabelů a porovnání s teoretickým výpočtem. Tyto parametry jsou nezbytné jako vstupní hodnoty pro modely silnoproudého vedení. Zpracováno v kapitole 5. Dále bude vytvořen PLC komunikační model jehož hlavní částí jsou modely vedení a modely rušení. Zpracováno v kapitole 6.2 a 6.5. Vytvořené modely budou ověřeny experimentálním měřením pro vyhodnocení přesnosti těchto modelů. Zpracováno v kapitole 6.2.4.
- *Model vedení pro venkovní vedení.*  
Doposud publikované modely nevytvořily komplexní model s náhodnými parametry. Z tohoto důvodu je cílem vytvořit hybridní model na základě statistického odvození vlastností vedení a následném modelování na základě pravděpodobnostních rozložení. Vytvořený model bude sloužit jako generátor přenosových funkcí pro venkovní vedení. Tento generátor umožní vyhodnotit výkonnost systému na souboru silnoproudých topologií. Zpracováno v kapitole 6.3.
- *Model vedení pro vnitřní vedení.*  
Současné modely realizovaly silnoproudé vedení jako časově lineární kanál, ale nezabýraly se periodickou časovou proměnností některých elektrických spotřebičů. Proto bude cílem vytvořit generátor přenosových funkcí s náhodnými vstupními parametry a časově proměnným chováním pro nízkonapětové distribuční vedení uvnitř budov. Tento generátor umožní získat věrohodnou odezvu kanálu, která může být použita pro testování nových přenosových technik. Zpracováno v kapitole 6.4.
- *Analýza vlivu negativních vlastností a rušení na PLC komunikaci v simulacích.*  
Na nových modelech bude provedena simulace vlivu rušení. Dále bude realizována analýza vlivu délky vedení, impedance zátěže, počtu odboček a topologie na komunikaci. Na základě simulací bude možné provést analýzu konkrétní silnoproudé sítě z hlediska možnosti nasazení různých modulačních technik a kódovacích schémat pro budoucí standardizaci. Zpracováno v kapitole 7.

Řada dílčích výsledků již byla publikována na mezinárodních konferencích a časopisech v průběhu doktorského studia autora. Na část z těchto publikací je v práci průběžné odkazováno.

## 4 PŘEHLED SOUČASNÉHO STAVU – MODELÝ VEDENÍ

Pro vytvoření celého komunikačního systému PLC komunikace je nutné, kromě modelů vedení, modelovat zdroje rušení a také vytvořit model komunikačního systému představující vysílač a přijímač komunikace. Pro účely modelování lze tedy PLC komunikační systém rozdělit na dílčí části:

- PLC komunikační model,
- Model silnoprůdých vedení,
  - Prostředí s vícecestným šířením signálu,
  - Dvojbrany popsáné kaskádními parametry,
- Model zdrojů rušení.

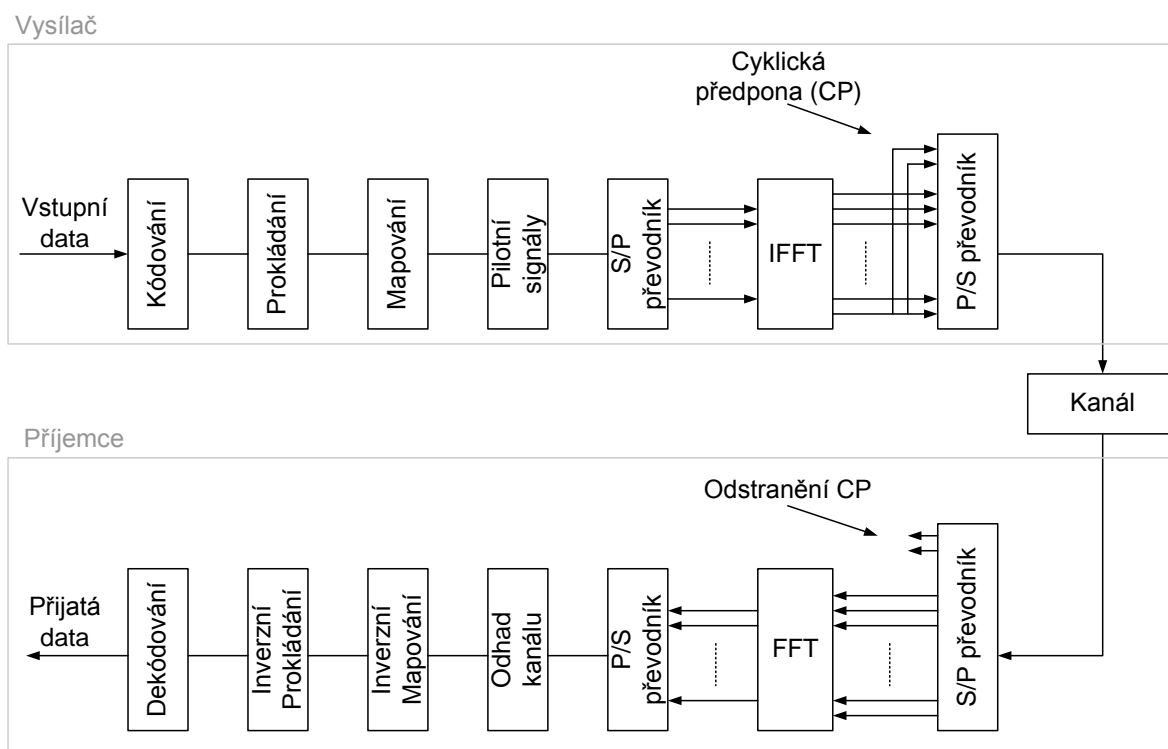
Složením těchto jednotlivých modelů vznikne model PLC komunikačního systému. Na základě simulací tohoto celého modelu s různými modely vedení bude možné provést analýzu konkrétní silnoprůdové sítě z hlediska možností nasazení různých kombinací PLC technologií, modulací, kódování atd. tak, aby bylo dosaženo co nejlepších parametrů datového přenosu v uvedených systémech.

Pro simulaci PLC komunikace je stěžejní částí model vedení. Existují dva hlavní přístupy pro modelování silnoprůdých vedení [3]. První modeluje silnoprůdové vedení jako prostředí s vícecestným šířením signálu. Parametry takového vedení jsou získány z topologie distribuční sítě nebo na základě měření. Druhá možnost modelování silnoprůdých vedení je pomocí dílčích bloků – dvojbranů, popsáných kaskádními parametry, které charakterizují závislost vstupních a výstupních napětí a proudů pomocí dvojbranů.

### 4.1 PLC komunikační model

Návrh modelu vychází z modelu uvedeného v literatuře [71]. PLC komunikační model je tvořen vysílačem, přijímačem a přenosovým kanálem. Blokové schéma PLC komunikačního modelu s OFDM systémem je zobrazeno na Obr. 4.1.

Podrobný popis návrhu modelu a také dílčí výsledky simulací byly průběžně publikovány v [10], [11], [12] a [13].



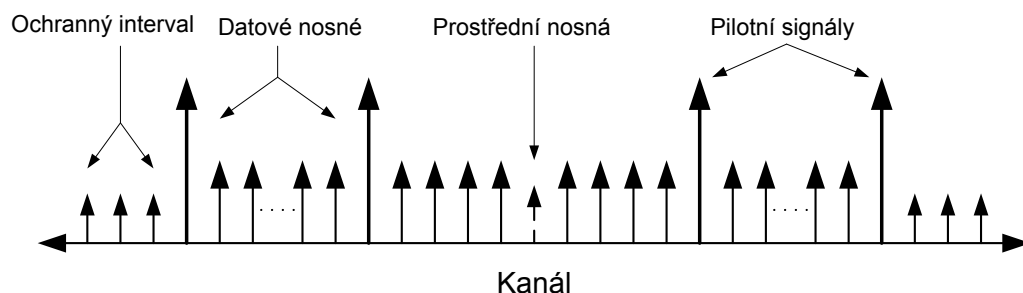
Obr. 4.1: Blokové schéma PLC komunikačního modelu s OFDM systémem.

Podle Obr. 4.1 je nejprve na vstupní data použito kódování za účelem snížení chybovosti přenosu. Kodér přidává daným způsobem do bitové sekvence redundantní informaci. Na straně přijímače jsou pak použity detekční a korekční kódy. Více o kódovacích schématech lze nalézt například v [45]. Kódovací schéma je navrženo pro detekci a korekci nezávislých chyb, ale ne pro shluky chyb. Proto jsou dále použity prokládací techniky k eliminaci vlivu shlukových chyb během přenosu. Prokládací funkce může být realizována například konvolučním prokládáním [70].

Z bloku kódování dostáváme sériový tok dat, který vstupuje do bloku mapování. V bloku mapování dochází k převodu bitové posloupnosti na posloupnost symbolovou. Výsledkem mapování je rozložení symbolů, které se zobrazují v konstelačním diagramu. Toto rozložení symbolů je závislé na zvolené modulaci.

Pro správný odhad frekvenční odezvy kanálu a určení amplitudy a fáze konstelace každé subnosné na straně přijímače jsou do OFDM spektra vloženy pilotní signály. Výzkum v oblasti pilotních signálů byl proveden například v [70]. Na Obr. 4.2 lze vidět rozložení OFDM spektra. OFDM spektrum je složeno z ochranných intervalů, datových nosných, prostředních nulových nosných a pilotních signálů [71].

Data, která vstupují do S/P převodníku, jsou stále ve tvaru sériového datového toku. V tomto bloku dochází k paralelnímu převodu těchto užitečných dat na  $n$  větví. Počet těchto větví odpovídá datovým nosným, které budou přenášet užitečná data.



Obr. 4.2: Rozložení OFDM spektra.

Dále, aby se zabránilo mezisymbolové interferenci ISI (Inter Symbol Interference), využívá OFDM ochranný interval. Ochranný interval mezi sousedními přenášenými OFDM symboly tvoří cyklická předpona CP (Cyclic Prefix). Tímto zachovává jednotlivé nosné ortogonální.

Generování OFDM symbolů je poté realizováno blokem IFFT, který převádí data z frekvenční oblasti do časové oblasti. Na straně přijímače se jedná o inverzní bloky.

## 4.2 Modely silnoproudých vedení

Tato kapitola se bude zabývat stěžejní částí modelu, a tou je model silnoproudého vedení. V současné době existují dva hlavní přístupy modelování silnoproudého vedení, model vícecestné šíření (empirický přístup) [2], [3], [18], [37], [50], [51] a [72] a model kaskádních dvojbranů (deterministický přístup) [7], [30] a [53]. Na závěr kapitola popíše hybridní přístup, který kombinuje empirický a deterministický přístup a také popíše návrh referenčního modelu.

### 4.2.1 Modely pro vnitřní vedení

Cílem této kapitoly je charakterizovat nízkonapěťové vedení uvnitř budov jako přenosové medium pro datovou komunikaci po silnoproudém vedení.

Modelování vnitřních vedení je potřebné ze dvou důvodů:

- Topologie vnitřního vedení je méně homogenní v porovnání s ostatními částmi sítě, vnitřní vedení má více odboček a jeho chování je nepředvídatelné. Také počet sekcí a jejich délka jsou neznámé.
- Na vnitřních vedeních jsou spotřebiče s odlišnými charakteristikami, které ovlivňují odezvu kanálu.

Charakteristiky vnitřního vedení vykazují proměnnost v čase způsobenou připojováním a odpojováním spotřebičů. Z tohoto důvodu se na vnitřních vedeních vyskytují dlouhodobé změny či kolísání způsobené právě tímto připojováním a odpojováním spotřebičů. Toto kolísání způsobuje změnu odezvy přenosového kanálu. Vypínání a zapínání elektrických spotřebičů je spojeno s lidskou aktivitou a proto je zcela náhodné. Na druhou stranu krátkodobé kolísání či změny jsou způsobeny závislostí na síťovém napětí. Tyto příčiny komplikují modelování. Z důvodů těchto změn a kolísání je pro popis časového chování kanálu nutno uvažovat různé aspekty [67]:

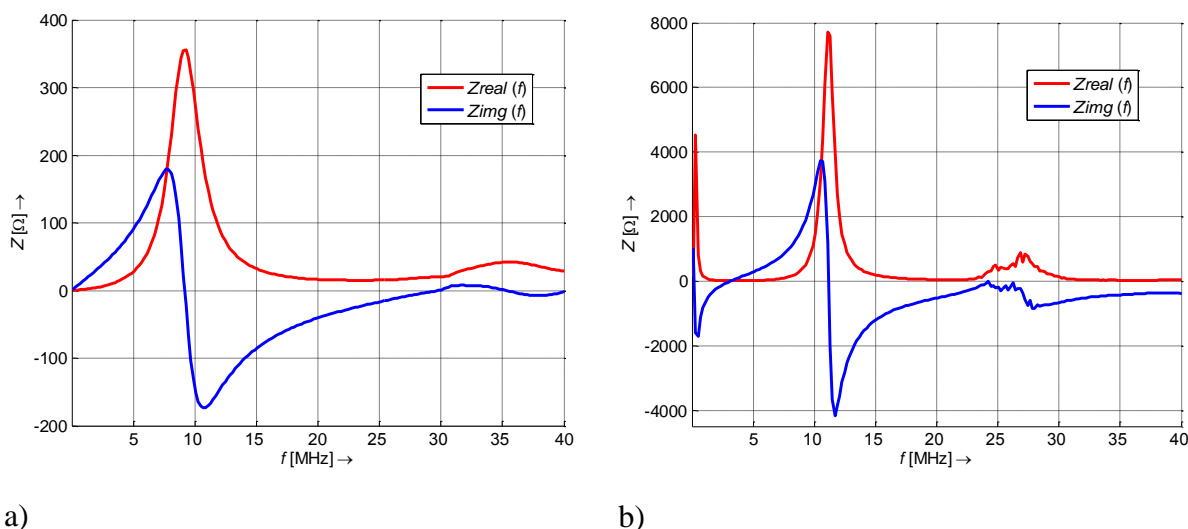
- *Náhodné měřítko:* Toto měřítko je spojené s připojováním a odpojováním elektrických zařízení (změna pracovního stavu), tato změna je zcela náhodná v čase, nemá pravidelnou rozeznatelnost v čase a je spojena s lidskou aktivitou. Reprezentuje dlouhodobé změny či kolísání, v řádu minut nebo dokonce hodin. Každá změna pracovního stavu vyvolá nové fyzické parametry vedení a tímto musí být uvažován nový lineární periodický časově-proměnný systém (LPTV).
- *Periodické měřítko:* V tomto měřítku vykazuje vedení periodické změny synchronizované se síťovým napětím. Toto měřítko je modelováno jako LPTV systém. Časovou jednotkou je perioda síťového napětí 20 ms (50 Hz). Tato perioda může být rozdělena na sérii invariantních intervalů.
- *Invariantní (neměnné) měřítko:* Na této úrovni jsou parametry vedení považovány invariantní. Pro modelování je uvažován lineární časově invariantní systém (LTI). Časový invariantní interval je volen podle koherentního času vedení, typicky v řádu stovek mikrosekund.

### **Lineární časově invariantní model vedení (LTI)**

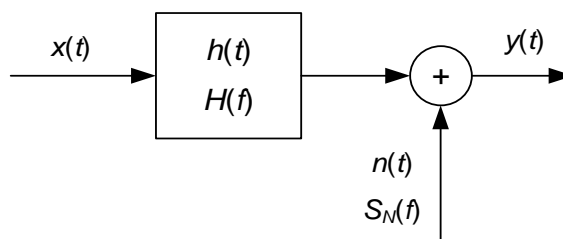
Pokud se nelinearita zátěže zanedbá či se impedance zátěže nemění a šum je považován za stacionární, tak se pro modelování vnitřního vedení uvažuje LTI systém. Tento přístup byl použit například v literatuře [18], [39] a [51]. LTI model je uvažován z důvodu jeho jednoduchosti a mnoho měření ukázalo jeho použitelnost. LTI model je vhodný za určitých podmínek, především tam, kde kolísání a změny parametrů kanálů nejsou tak významné. Dále je LTI model využitelný pro PLC modemy, které nemají kapacitu pro řešení tohoto kolísání a používají pouze průměrování kanálu (invariantní čas).

Velké množství elektrických spotřebičů (dokonce se stejnou funkcí, ale od jiného výrobce) ztěžuje modelování celé sítě. Měření uvedená v [18] a [73] ukázala základní vlastnosti zátěže těchto spotřebičů, především impedance je ve většině případů frekvenčně selektivní a vykazuje tvar rezonančního obvodu. Tento předpoklad ukázalo i měření pomocí analyzáru Bode 100 [75]. Výsledky měření impedance zátěže provedené podle LTI přístupu jsou zobrazeny na Obr. 4.3.

LTI model vedení, zobrazený na Obr. 4.4, tvořený LTI systémem je modelován pomocí impulsní nebo frekvenční odezvy a přídavného náhodného šumu popsáno spektrální výkonovou hustotou (PSD). Obr. 4.4 představuje dva LTI filtry, filtr kanálu a rušení.



Obr. 4.3: Měřená impedance zátěže: a) kapacitní člen (MCB10.2) PLC modemu, b) induktivní člen (ICU-438) PLC modemu.



Obr. 4.4: LTI model vedení popsáný dvěma filtry.

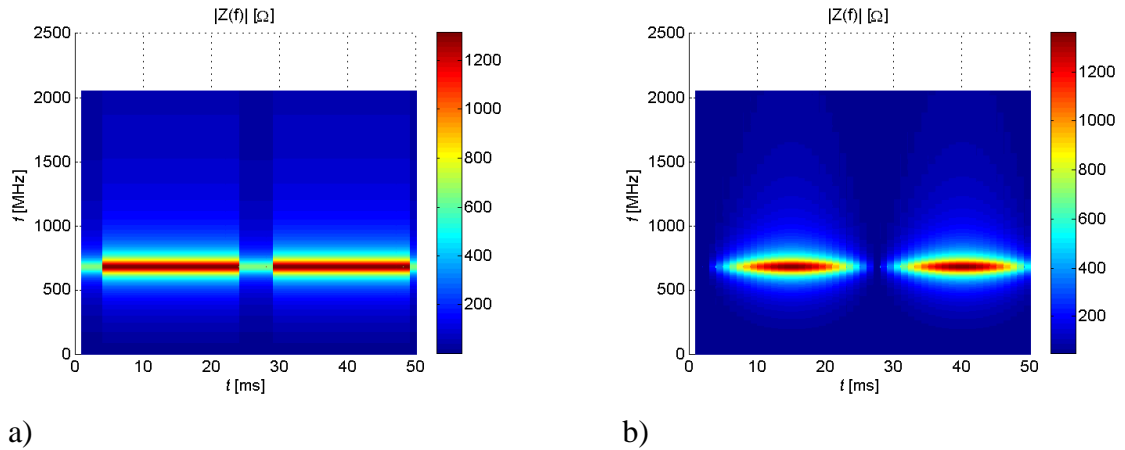
### Lineární periodický časově-proměnný model vedení (LPTV)

Vnitřní PLC vedení je také proměnné v čase, jak dlouhodobě (způsobené lidskou aktivitou), tak krátkodobě (v závislosti na síťovém napětí). Tato časová proměnnost je způsobena funkcí připojených spotřebičů. Impedance těchto spotřebičů vykazují v síti kolísání synchronizované s periodou síťového napětí. Toto kolísání vychází z podstaty nelinearity těchto zařízení (obsahují usměrňovače, např. fluorescentní lampy).

Bylo zjištěno, že závislost impedance na síťovém napětí lze pro většinu zařízení rozdělit do dvou kategorií [67], [69]:

- *Se skokovou změnou.* Chování této kategorie je popsáno změnou mezi dvěma stavy, většinou jeden s velkou impedancí a druhý s malou impedancí (Obr. 4.5 a) ).
- *S plynulou změnou.* Tato kategorie má plynulejší přechod mezi stavy a obvykle je přechod mezi stavy realizován podle funkce sinus s periodou síťového napětí (Obr. 4.5 b) ).





a)

b)

Obr. 4.5: Časová a frekvenční proměnnost impedance zátěže: a) se skokovou změnou, b) s plynulou změnou.

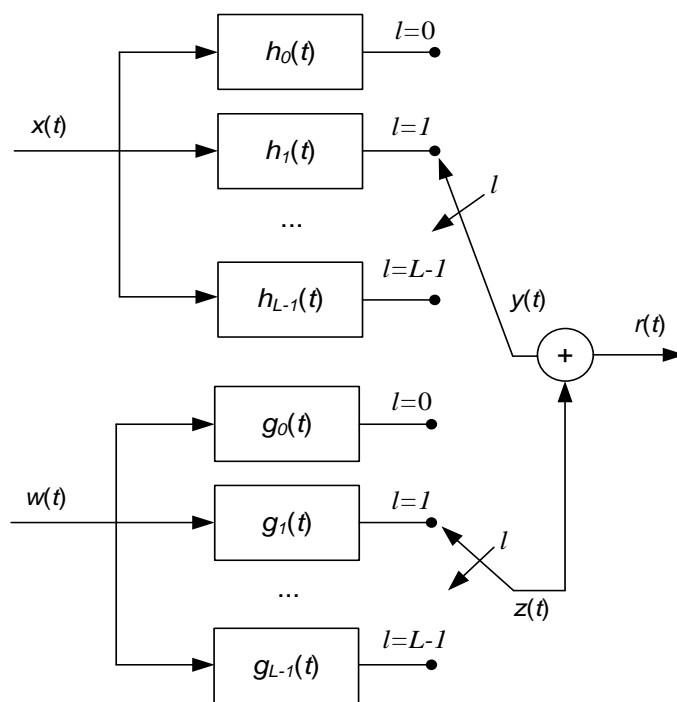
Z pohledu modelování lze LPTV systém popsat frekvenční odezvou:

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, t - \tau) e^{-i2\pi f\tau} d\tau, \quad (4.1)$$

kde  $h(t, t - \tau)$  je impulzní odezva systému, která je periodická s časem  $t$ .

LPTV systém pro PLC lze zjednodušit, jelikož periodické změny charakteristik kanálu jsou velmi pozvolné [41], [72], tzn., že koherentní čas kanálu (čas po který jsou parametry kanálu považovány za invariantní) je řádově větší než trvání impulsní odezvy. V praxi to znamená, že vstupní signál používaný v současných modemech je kratší než koherentní čas kanálu. Na základě tohoto předpokladu lze LPTV systém reprezentovat sérií invariantních intervalů popsaných LTI systémem.

Na Obr. 4.6 je zobrazen model LPTV systému. Struktura obsahuje dvě banky filtrů, jedna pro kanál a druhá pro rušení, které jsou cyklicky přepínány, a každá banka představuje invariantní interval.



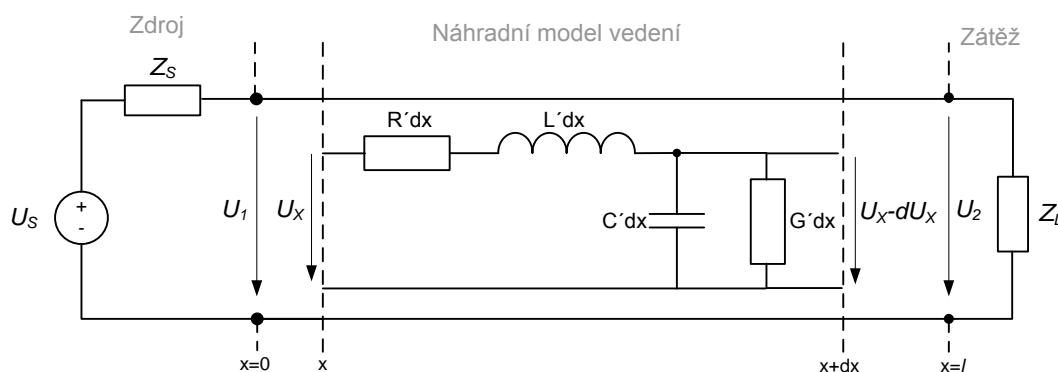
Obr. 4.6: LPVT systém.

Většina literatury [18], [42], [43], [49], [50], [51], [53] - [58] a [72] uvažuje pouze LTI odezvu pro PLC kanál a ignoruje časovou proměnnost vedení. Nejpřesnější model pro PLC vedení je založen na LPTV systému. První přístupy uvažující LPTV systém byly zmíněny například v publikacích [44] a [73]. Z tohoto důvodu bude v modelu pro vnitřní vedení uvažován mimo LTI modelu také LPTV model, který je přesnější a doposud zpravidla není uvažovaný ve většině publikací z důvodů své složitosti.

#### 4.2.2 Model vícecestného šíření

Silnoproudé vedení je považováno za vícecestný kanál. Toto vícecestné šíření způsobují impedančně nepřizpůsobené odbočky vedení.

Na Obr. 4.7 je zobrazena distribuce signálu přes náhradní model silnoproudého vedení [8], [9], [71].



Obr. 4.7: Distribuce signálu přes silnoproudé vedení.

Z teorie elementárního úseku vedení a řešením rovnic (1.1) a (1.2) v kapitole 1.4.1 získáme napětí  $U_x$  a proud  $I_x$  pro vedení na Obr. 4.7 takto:

$$U_x = A_1 e^{\gamma x} + A_2 e^{-\gamma x} \quad (4.2)$$

$$I_x = \sqrt{\frac{G + j\omega C}{R + j\omega L}} (-A_1 e^{\gamma x} + A_2 e^{-\gamma x}) \quad (4.3)$$

Parametry popisující úsek vedení jsou charakteristická impedance  $Z_C$  (1.13) a měrný činitel přenosu  $\gamma$  (1.7).

Pokud budeme uvažovat vedení, které je ekvivalentní vlně šířící se od zdroje k zátěži, můžeme přenosovou funkci vedení délky  $l$  určit výrazem:

$$H(f) = \frac{U(x=l)}{U(x=0)} = e^{-\gamma l} = e^{-\alpha(f)l} e^{-j\beta(f)l} \quad (4.4)$$

Pro kmitočtové pásmo, které využívá technologie PLC (do 30 MHz) platí, že  $R'(f) \ll 2\pi f L'(f)$  a  $G'(f) \ll 2\pi f C'(f)$ . Dále bylo zjištěno, že závislost  $L'$  a  $C'$  na frekvenci je zanedbatelná, proto charakteristická impedance a měrný činitel přenosu mohou být zjednodušeny [62]:

$$Z_C = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (4.5)$$

$$\gamma = \frac{1}{2} \frac{R'(f)}{Z_C} + \frac{1}{2} G'(f) Z_C + j2\pi f \sqrt{L' C'} \quad (4.6)$$

Pro vyjádření reálné části činitele přenosu jako funkce závislé na frekvenci, nahradíme  $R'(f)$  rovnicí (4.7), kde  $\mu_0$  a  $\kappa$  reprezentují konstanty permeability a konduktivity a  $r$  je poloměr vodiče.

$$R'(f) = \sqrt{\frac{\pi \mu_0}{\kappa r^2}} f \quad (4.7)$$

Dále víme, že  $G'(f) \sim f$ , proto lze upravit vztah pro reálnou část činitele přenosu:

$$\alpha(f) = \text{Re}\{\gamma\} = \frac{1}{2Z_C} \sqrt{\frac{\pi \mu_0}{\kappa r^2}} f + \frac{Z_C}{2} f \quad (4.8)$$

Nahradíme-li parametry vedení  $\frac{1}{2Z_C} \sqrt{\frac{\pi \mu_0}{\kappa r^2}}$  konstantou  $k_1$ ,  $\frac{Z_C}{2}$  konstantou  $k_2$  a  $2\pi \sqrt{L' C'}$  konstantou  $k_3$ , získáme reálnou a imaginární část činitele přenosu:

$$\alpha(f) = \text{Re}\{\gamma\} = k_1 \sqrt{f} + k_2 f \quad (4.9)$$

$$\beta(f) = \text{Im}\{\gamma\} = k_3 f \quad (4.10)$$

Pro získání rovnice, která představuje skutečné přenosové vlastnosti v kmitočtové oblasti, byla rovnice (4.9) aproximována konstantami  $a_0$ ,  $a_1$  a  $k$ . Tato aproximovaná rovnice (4.11) reprezentuje skutečné ztráty na vedení.

$$\alpha(f) = a_0 + a_1 f^k \quad (4.11)$$

Činitel přenosu v rovnici (4.11) reprezentuje ztráty na vedení vztažené na délku, proto činitel přenosu je funkcí délky  $l$ . Vhodným výběrem parametrů útlumu  $a_0, a_1$  a exponentem útlumového faktoru  $k$  můžeme určit útlum vedení jako amplitudu přenosové funkce kanálu definovanou v rovnici [71]:

$$A(f, l) = e^{-\alpha(f)l} = e^{-(a_0 + a_1 f^k)l} \quad (4.12)$$

### Odrazy

Pokud se impedance zátěže  $Z_i$  liší od charakteristické impedance vedení  $Z_C$ ,  $Z_i \neq Z_C$ , tak to způsobí nepřizpůsobení zátěže, na vedení se vyskytnou odrazy a způsobí vícecestné šíření signálu. Nepřizpůsobení zátěže zapříčiní, že část signálu se odrazí zpět. Činitel odrazů je pak vyjádřen rovnicí (4.13) a určuje sílu odrazu [67].

$$r = \frac{Z_i - Z_C}{Z_i + Z_C} \quad (4.13)$$

### Přenosová funkce prostředí s vícecestným šířením

Silnoprůdové vedení vykazuje značné nehomogenity, které se projevují odrazy, vícecestným šířením a tedy vícenásobným příjmem signálu.

Na Obr. 4.8 je zobrazen model reprezentující vícecestné silnoprůdové vedení. Přenášený signál ze zdroje  $s(t)$  prochází k přijímači  $r(t)$  přes  $N$  různých cest. Každá cesta  $i$  je definována určitým zpožděním  $\tau_i$  a faktorem útlumu  $C_i$ . Poté lze silnoprůdové vedení popsat impulzní odezvou  $h(t)$ :

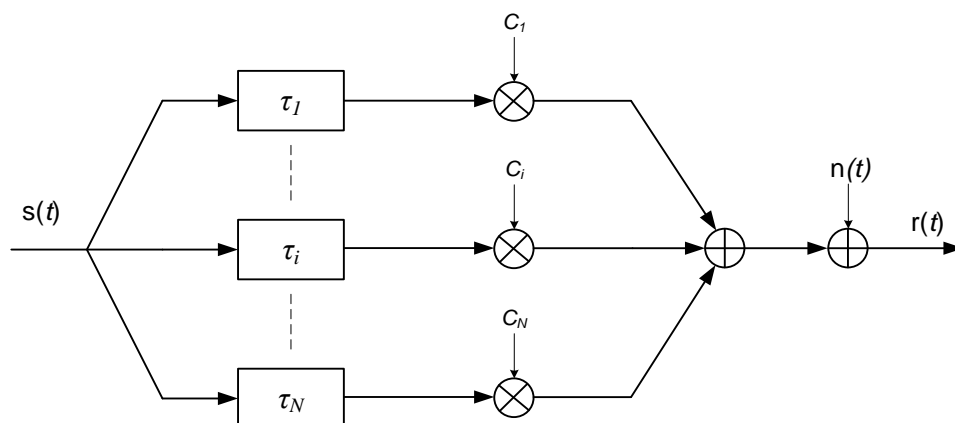
$$h(t) = \sum_{i=1}^N C_i \cdot \delta(t - \tau_i) \Leftrightarrow H(f) = \sum_{i=1}^N C_i \cdot e^{-j2\pi f \tau_i}. \quad (4.14)$$

Výslednou přenosovou funkci lze modelovat jako prostředí s vícecestným šířením signálu:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot A(f, l_i) \cdot e^{-j2\pi f \tau_i}, \quad (4.15)$$

kde  $g_i$  je váha cesty reprezentující odrazy a faktory přenosu podél cesty.

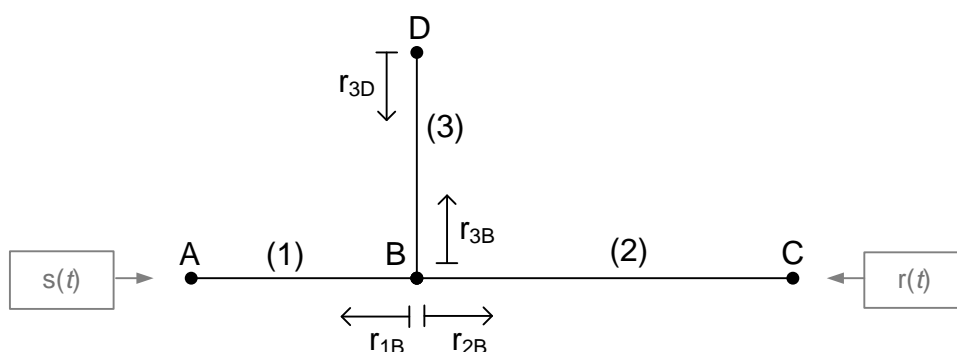
Dosažením útlumu vedení  $A(f, l_i)$  dostáváme výslednou přenosovou funkci modelu silnoprůdového vedení. Přenosová funkce vedení zahrnuje charakteristické parametry vedení, útlum, proměnné impedance a vícecestné šíření signálu [71]. Na vedení se dále superponují různé druhy rušení  $n(t)$ , viz Obr. 4.8.



Obr. 4.8: Modelování silnoproudého vedení vícecestným šířením.

### Model vícecestného šíření: známá topologie

Impedanční nepřizpůsobení a nespojitosti vedení způsobují odrazy signálů a tím i vícecestné šíření. Na Obr. 4.9 je silnoproudé vedení s jednou odbočkou. Všechny nespojitosti jsou popsány koeficientem odrazu a pro zjednodušení předpokládáme, že vysílač a přijímač jsou impedančně přizpůsobené.



Obr. 4.9: Topologie distribuční sítě s jednou odbočkou.

Pro tuto topologii můžeme uvažovat signál jdoucí z vysílače  $s(t)$  k přijímači  $r(t)$  přímou cestou ( $A \rightarrow B \rightarrow C$ ) a teoreticky nekonečně dalších cest, které vzniknou mezi A a C  $i$ -krát, viz Tab. 4.1.

Tab. 4.1: Šíření signálu od vysílače k přijímači pro ukázkovou topologii.

Číslo cesty	Směr cesty	Váha cesty $g_i$	Délka cesty $l_i$
1	$A \rightarrow B \rightarrow C$	$t_{1B}$	$l_1 + l_2$
2	$A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$	$t_{1B} \cdot r_{3D} \cdot t_{3D}$	$l_1 + 2l_3 + l_2$
...			
$N$	$A \rightarrow B (\rightarrow D \rightarrow B)^{N-1} \rightarrow C$	$t_{1B} \cdot r_{3D} \cdot (r_{3B} \cdot r_{3D})^{(N-2)} \cdot t_{3D}$	$l_1 + 2(N-1)l_3 + l_2$

Váhu cesty  $g_i$  a délku cesty  $l_i$  můžeme vyjádřit následujícími rovnicemi:

$$\begin{aligned} \text{Přímá cesta} \quad l_0 &= l_1 + l_2 \\ (i = 0) \quad g_0 &= 1 + r_{1B} = t_{1B} \end{aligned} \quad (4.16)$$

$$\begin{aligned} \text{Další cesty} \quad l_i &= l_1 + 2il_3 + l_2 \\ (i > 0) \quad g_i &= (1 + r_{1B})(1 + r_{3B})(r_{3D}r_{3B})^{i-1}r_{3D} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Přidáním další odbočky nebo jen nespojitosti by počet dalších cest exponenciálně vzrostl.

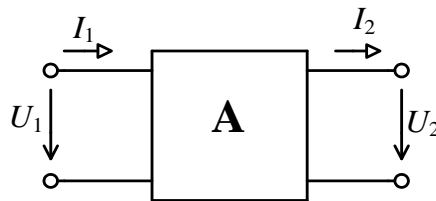
### Model vícecestného šíření: neznámá topologie

Model vícecestného šíření je také možné použít na popis propagace signálu přes silnoprůdné vedení, pokud není známa topologie, ale jsou k dispozici parametry kanálu (přenosová funkce) získané na základě měření [51] či jiných algoritmů (kapitola 6.6). Parametry modelu mohou být také náhodně vygenerovány bez znalosti topologie vedení na základě náhodných hodnot veličin v rovnici (4.15).

### 4.2.3 Model kaskádně zapojených dvojbranů

Silnoprůdné vedení je často složeno z několika různorodých úseků, proto je vhodné jej modelovat pomocí dvojbranů a specifikovat pomocí kaskádních parametrů. Kaskádní tvar rovnic (4.18) pro popis dvojbranů vychází z obecného dvojbranu na Obr. 4.10 [53], [67].

Primární parametry jsou rovnoměrně rozloženy podél celého vedení, ale na základě zjednodušení lze v praxi s dostatečnou přesností použít pro výpočet soustředěné parametry, tzn., že parametry vedení jsou soustředěny pouze do jednoho bodu a napětí a proud jsou v jednom čase stejné ve všech místech vedení. Pomocí uvedených dvojbranů lze nahradit jak celé vedení, tak i jenom určitý úsek vedení. Pro modelování dalších vlastností či připojených zařízení je možné články zapojovat kaskádně za sebou a získat tak celý úsek silnoprůdného řetězce.



Obr. 4.10: Dvojbran pro určení kaskádních parametrů vedení.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Kaskádní parametry  $ABCD$ , v energetice nazývané Blondelovy přenosové konstanty, v rovnici (4.18) získáme porovnáním s vlnovými rovnicemi v (1.18):

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_C \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_C} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (4.19)$$

### Přenosová funkce dvojbranu

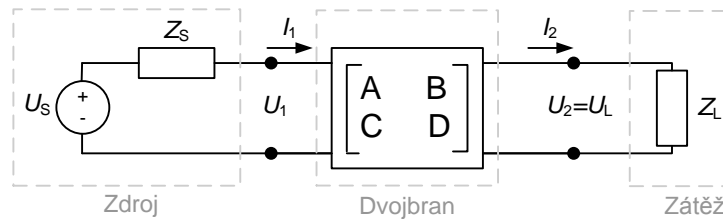
Přenosovou funkci silnoprůdého vedení odvodíme z kaskádní matice dvojbranu (4.18) v zapojení se zdrojem a zátěží na Obr. 4.11. Přenosová funkce je určena jako poměr  $\frac{U_L}{U_S}$ .

Napětíové poměry dvojbranů na Obr. 4.11 lze vyjádřit:

$$U_1 = U_S - Z_S I_1 = A U_2 + B I_2. \quad (4.20)$$

Dosazením  $I_1$  z rovnice (4.18), faktu, že  $I_2 = \frac{U_2}{Z_L}$  a  $U_2 = U_L$  můžeme vyjádřit  $U_2$  a následnými úpravami získáme přenosovou funkci [53]:

$$H = \frac{U_L}{U_S} = \frac{Z_L}{A Z_L + B + C Z_L Z_S + D Z_S}. \quad (4.21)$$



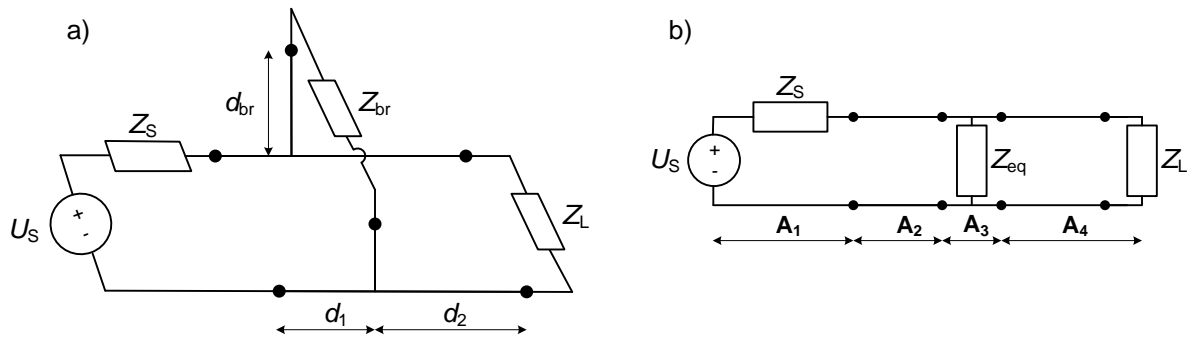
Obr. 4.11: Dvojbran v zapojení se zdrojem a zátěží.

### Model vedení jako dvojbran

Přenosová funkce dvojbranu na Obr. 4.10 je daná rovnicí (4.21) a je určena pro vedení bez odboček. Budeme-li uvažovat ukázkový model na Obr. 4.12 a) s jednou odbočkou obdobně jak na Obr. 4.9 a tu nahradíme odpovídající impedancí  $Z_{eq}$  (Obr. 4.12 b)). V ukázkovém příkladu s jednou odbočkou na Obr. 4.12 jsou vysílač a přijímač impedančně nepřizpůsobené kabelu, na který jsou připojeny, tudíž zde bude docházet k odrazům a spotřebič na odbočce má impedanci  $Z_{br}$ . Impedanci odbočky vypočteme podle rovnice [53]:

$$Z_{eq} = Z_C \frac{Z_{br} + Z_C \tanh(\gamma_{br} d_{br})}{Z_C + Z_{br} \tanh(\gamma_{br} d_{br})}, \quad (4.22)$$

kde  $Z_{br}$  a  $\gamma_{br}$  jsou charakteristická impedance a měrný činitel přenosu pro odbočku. Obr. 4.12 a) zobrazuje vedení s jednou odbočkou a na Obr. 4.12 b) je vedení zjednodušeno.



Obr. 4.12: a) Vedení s jednou odbočkou. b) Zjednodušené vedení s jednou odbočkou.

Na Obr. 4.12 b) je vedení s jednou odbočkou zobrazeno jako vícenásobné zapojení elementárních dvojbranů, které jsou popsány maticemi  $\mathbf{A}_1$  až  $\mathbf{A}_4$ :

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & Z_S \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_1 d_1) & Z_1 \sinh(\gamma_1 d_1) \\ \frac{1}{Z_1} \sinh(\gamma_1 d_1) & \cosh(\gamma_1 d_1) \end{bmatrix}, \quad (4.24)$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{eq}} & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.25)$$

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_2 d_2) & Z_2 \sinh(\gamma_2 d_2) \\ \frac{1}{Z_2} \sinh(\gamma_2 d_2) & \cosh(\gamma_2 d_2) \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

Výslednou kaskádní matici modelovaného vedení s jednou odbočkou získáme jako součin dílčích kaskádních matic:

$$\mathbf{A} = \prod_{i=1}^n \mathbf{A}_i, \quad (4.27)$$

kde  $n$  je počet dílčích částí popsaných kaskádní maticí.

Známe-li parametry  $ABCD$  výsledné kaskádní matice, můžeme určit přenosovou funkci pomocí rovnice (4.21).



#### 4.2.4 Přístupy k modelování - výhody a nevýhody

Výhody a nevýhody obou přístupů modelování jsou uvedeny v Tab. 4.2 a Tab. 4.3.

Tab. 4.2: Model vícecestného šíření.

Model vícecestného šíření	
Výhody	Nevýhody
<ul style="list-style-type: none"><li>Detailní znalost topologie vedení je v praktických situacích málo kdy známa, proto je výhodou tohoto modelu možnost modelovat bez detailní znalosti topologie vedení.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>Tento přístup je založen na parametrech, které mohou být odhadnuty pouze na základě prvotního měření přenosové funkce vedení.</li><li>Výpočetní náročnost pro odhad zpoždění, amplitudy a fáze roste s počtem cest. Pouhá nespojitost vedení způsobí výrazný nárůst počtu cest.</li></ul>

Tab. 4.3: Model kaskádních dvojbranů.

Model kaskádních dvojbranů	
Výhody	Nevýhody
<ul style="list-style-type: none"><li>Výpočetní náročnost je nezávislá na topologii. Model obsahuje všechny odrazy, vícecestné šíření i nespojitosti, zatímco u vícecestného šíření by bylo nutné každou cestu generovat samostatně.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>Nevýhodou je, že všechno o vedení musí být známo předem: topologie, typ kabelu a jeho charakteristiky, koncové impedance atd.</li></ul>

#### 4.2.5 Hybridní modely

Deterministický přístup (model kaskádních dvojbranů) umožní určit přenosovou funkci silnoprůdého vedení bez prvotního měření, ale jen v případě detailní znalosti topologie celé linky. Zatímco empirický způsob založený na statistickém přístupu (model vícecestného šíření), umožní určit přenosovou funkci jedině na základě prvotního měření, ale není nutná znalost topologie celé linky. Kombinací těchto dvou přístupů vznikne hybridní model.

V hybridním modelu definujeme sadu topologií, které odpovídají většině topologií uvažovaných pro specifický scénář, nebo se náhodně vygenerují statisticky relevantní přenosové funkce. Z tohoto důvodu je nezbytné se zabývat výzkumem sady topologií, které budou reprezentovat většinu topologií, a najít rozložení pro jednotlivé nespojitosti. Sada topologií a jejich příslušné přenosové funkce umožní testování kódovacích a modulačních schémata a výsledky testování objektivně porovnat. Podrobnější informace o sadách topologií lze nanést v [53],

generování náhodných topologií založených na pravděpodobnostním rozdělení náhodných veličin se zabývají například publikace [58] a [59]. Statistický přístup modelování a statistické rozdělení je uvedeno například v [61].

Pro realizaci hybridního modelu založeného na statistickém odvození a pravděpodobnostním rozložení lze využít změřená data referenčních kanálů z projektu Open PLC European Research Alliance (OPERA).

### Open PLC European Research Alliance (OPERA)

Projekt OPERA první fáze se v letech 2004 až 2005 zabýval výzkumem a využitím PLC. Cílem projektu OPERA bylo vyvinout novou generaci zařízení technologie PLC, která by se stala alternativou k ostatním technologiím přístupové sítě. Jednotná PLC technologie by měla poskytovat nízkonákladový širokopásmový přístup jak k datovým, tak i hlasovým službám, prostřednictvím energetické distribuční sítě vysokého a nízkého napětí. Na tento projekt v roce 2007 navázala fáze dvě projektu OPERA, která se zabývala dalším rozvojem širokopásmové technologie PLC [47].

Pro pokrytí všech reálných topologií bylo na základě měření projektem OPERA [48] definováno 9 referenčních kanálů, které jsou rozděleny do tří tříd podle délky (150 m, 250 m a 350 m). Pro každou třídu délky byly dále definovány různé úrovně kvality. Tímto pokryjí tyto referenční kanály možné topologie silnoproudého vedení v přístupové doméně.

#### 4.2.6 Výkonnost modelů vedení

Klíčové parametry silnoproudých vedení z hlediska určení vhodného kódování a modulace jsou útlum a frekvenční selektivita.

Útlum kanálu vytvořeného modelem je vypočítán jako průměr amplitudy modulové kmitočtové charakteristiky (v dB).

Frekvenční selektivita slouží pro posouzení vztahu mezi šířkou pásma vysílaného signálu a parametrů kanálu. Frekvenční selektivita je vyhodnocována pomocí koherentní šířky pásma  $B_C$ . Koherentní šířka pásma vyjadřuje, jak moc je přenos kanálu na sousedních kmitočtech korelovaný. Na základě literatury [60] je koherentní šířka pásma interval frekvencí, ve kterých je normalizovaná autokorelační funkce (4.28) modulové kmitočtové charakteristiky kanálu větší než 0,9 samotné modulové kmitočtové charakteristiky.

$$R(t, \Delta f) = \sum_{t=0}^M H(t, f) \cdot H(t, f + \Delta f) \quad (4.28)$$

Hodnoty  $B_C$  se uplatní při stanovení minimálního počtu nosných frekvencí v systémech s diskrétní vícetónovou modulací (DMT). Volba nosné šířky pásma menší než koherentní šířka pásma zaručí, že nosné budou na neselektivních frekvencích kanálu.

Pomocí modelů vedení bude získaná modulová a fázová kmitočtová charakteristika, která určuje útlum signálu, který putuje přes kanál od vysílače k přijímači. Útlum signálu a odstup signálu od šumu společně s dostupnou přenosovou šířkou pásma určí teoretickou maximální přenosovou rychlost. Navíc modul a fáze přenosové funkce jsou důležitým parametrem při

uvažování kvality přenosového kanálu pro digitální komunikaci. Ideální fázová kmitočtová charakteristika by měla být lineární, ale kvůli fázovým nelinearitám je průběh signálu změněn.

#### 4.2.7 Referenční model silnoproutého kanálu

Pro testování a porovnání PLC modemů není nutné replikovat velké množství příslušných silnoproutých sítí, ale je vhodnější uvažovat sadu vzorových modelů, které reprezentují předpokládané chování typických silnoproutých sítí. Jednou z možností, jak toho dosáhnout, je generovat topologii sítě náhodně na základě správně zvolených přenosových parametrů a poté získat odezvu kanálu pomocí metod vícecestného šíření nebo kaskádních dvojbranů. Tento postup byl poprvé nastíněn v publikaci [69].

Před modelováním je nutné zohlednit následující aspekty:

- 1) *Parametry silnoproutých kabelů*: Charakteristické parametry kabelů jsou dané výrobou a primární parametry lze učit výpočtem nebo měřením.
- 2) *Schéma topologie*: Parametry nutné pro určení topologie jsou: počet sekcí vedení a jejich délka a pozice a počet okruhů. Tyto parametry mohou být získány náhodně a to povede k získání náhodné topologie sítě.
- 3) *Charakteristika zařízení*: Tyto charakteristiky mohou být získány na základě měření nebo náhodně.

Na základě těchto aspektů bude sestaven referenční kanál.

#### Referenční kanál

V následující části bude stanoven referenční kanál. Postup návrhu referenčního kanálu byl teoreticky nastíněn v [67]. Návrh referenčního kanálu je založen na určení těchto parametrů:

- 1) *Topologie sítě*: Topologie distribuční sítě se skládá z odboček, které jsou připojeny na hlavní větev mezi vysílačem a přijímačem. Jednotlivé odbočky reprezentují zařízení (spotřebiče) s příslušnými impedancemi. Vstupními parametry pro danou topologii jsou délky jednotlivých úseků vedení. Jejich hodnoty mohou být stanoveny fixně nebo vygenerovány náhodně.
- 2) *Parametry silnoproutých kabelů*: Pro následné modelování je nutné získat primární parametry kabelů  $R'(f)$ ,  $L'(f)$ ,  $C'(f)$  a  $G'(f)$  a sekundární parametry  $Z_C$  a  $\gamma$ . Tyto parametry lze získat výpočtem nebo měřením. Typ kabelu lze zvolit manuálně nebo generovat náhodně.
- 3) *Zátěž*: Určení impedance zátěže je možné třemi způsoby:
  - a. *Konstantní hodnoty*: Vhodné hodnoty jsou  $\{5, 50, 150, 1000, \infty\}$ , které odpovídají malé impedanci, standardní impedanci, impedanci přibližně stejné charakteristické impedanci kabelu, vysoké impedanci a otevřenému okruhu.
  - b. *Kmitočtově selektivní funkce*: Hodnota impedance může být určena jako impedance RLC rezonančního obvodu s parametry rezistence v rezonanci  $R$ , rezonanční frekvence  $\omega_0$  a faktorem kvality  $Q$  rovnicí (4.29). Na Obr. 4.13 a) lze vidět příklad pro různé impedance.

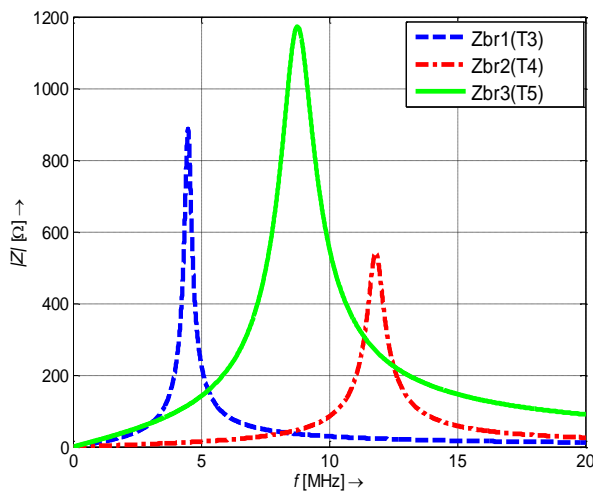
$$Z(\omega) = \frac{R}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (4.29)$$

c. Časově proměnná funkce:

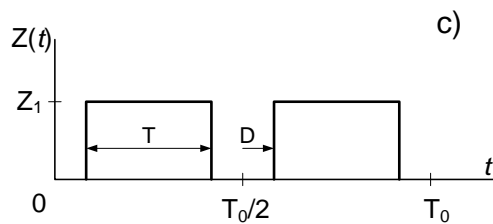
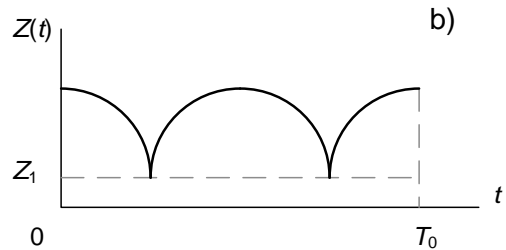
- *S plynulou změnou.* Tento přístup lze realizovat matematickou funkcí na Obr. 4.13 b) a popsat rovnicí (4.30), kde pouze půlka periody hlavního cyklu je uvažována, hodnoty  $Z_1$  a  $Z_2$  jsou voleny jako konstanty nebo jako kmitočtově selektivní funkce.

$$Z(\omega, t) = Z_1(\omega) + Z_2(\omega) \left| \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}t + \phi\right) \right| \quad (4.30)$$

- *Se skokovou změnou.* Tento přístup lze realizovat matematickou funkcí na Obr. 4.13 c). Na Obr. 4.13 c) je impedance zátěže modelována dvěma stavy se strmým periodickým přechodem a periodou  $T_0/2$ . Hodnoty těchto dvou stavů jsou dány konstantou nebo kmitočtově selektivní funkcí. Parametry, které popisují tuto časově proměnnou funkci, jsou trvání stavu  $T$  a zpoždění  $D$ . Hodnoty těchto parametrů jsou zadány manuálně nebo generovány náhodně rovnoměrným rozdělením pro  $T$  v intervalu 2-8 ms a  $D$  je poté z intervalu  $[T_0, 2-T]$ .



a)



Obr. 4.13: a) Kmitočtově selektivní funkce pro model impedance, b) časově proměnná funkce s plynulou změnou pro model impedance, c) časově proměnná funkce se skokovou změnou pro model impedance.

## 5 ANALÝZY PARAMETRŮ SILNOPROUDÝCH KABELŮ

Tato kapitola je zaměřena na měření primárních parametrů silnoprůdých kabelů a následné porovnání s teoretickým výpočtem. Motivaci k analýze a měření primárních parametrů lze shrnout do těchto bodů:

- Určení vlivu mechanického rozložení, použitého materiálu vodiče a složení kabelu na výsledné chování primárních parametrů.
- Porovnání změřených a odhadnutých hodnot.
- Pro modely silnoprůdých vedení budou primární a sekundární parametry sloužit jako vstupní hodnoty.

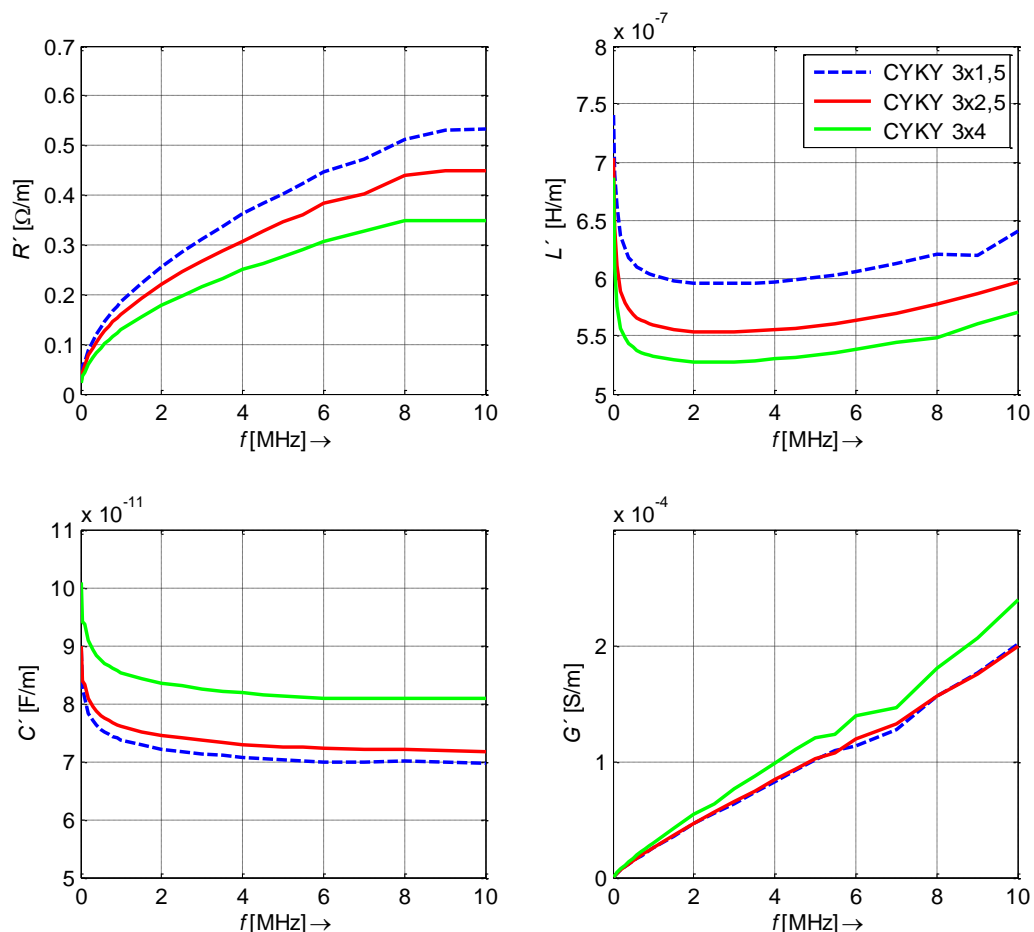
Existují dva možné přístupy pro určení parametrů silnoprůdých vedení. První, sekundární parametry, lze získat na základě rovnic (1.7) a (1.13) ze změřených primárních parametrů. Druhý, sekundární parametry, lze opět získat na základě rovnic (1.7) a (1.13), ale z geometrických rozměrů a rovnic (1.19) až (1.22).

Dílejší výsledky toho výzkumu byly publikovány v [2].

### 5.1 Měření primárních parametrů kabelů

Experimentální měření primárních parametrů  $R'$ ,  $L'$ ,  $G'$  a  $C'$  bylo provedeno na analyzátoru HP 4192A, jehož frekvenční rozsah je 5 Hz – 13 MHz. Primární parametry byly měřeny na frekvencích 10 kHz až 10 MHz. Všechny parametry byly změřeny pětikrát a výsledné hodnoty byly vypočteny jako medián z těchto měření. Pro správné měření bylo nutné zvolit optimální zakončení kabelů, proto při měření měrného odporu a měrné indukčnosti byly kabely zakončeny nakrátko, naopak při měření měrné kapacity a měrného svodu šlo o zakončení naprázdno.

Měření probíhalo na sedmi různých kabelech CYKY, CYKYLo a AYKY o různých rozměrech. Dále pro simulaci budou uvažovány už jen nejpoužívanější kabely CYKY 3x1,5, 3x2,5 a 3x4 [63], díky nejširšímu a nejběžnějšímu využití v domovních rozvodech. Obr. 5.1 zobrazuje primární parametry  $R'(f)$ ,  $L'(f)$ ,  $G'(f)$  a  $C'(f)$  pro kabely CYKY 3x1,5, 3x2,5 a 3x4.



Obr. 5.1: Měřené primární parametry  $R'(f)$ ,  $L'(f)$ ,  $C'(f)$  a  $G'(f)$ .

V porovnání s primárními parametry metalických vedení [64], [65], které se používají jako přenosové médium v lokálních a přístupových komunikačních sítích, je vliv primárních parametrů na frekvenci velmi obdobný.

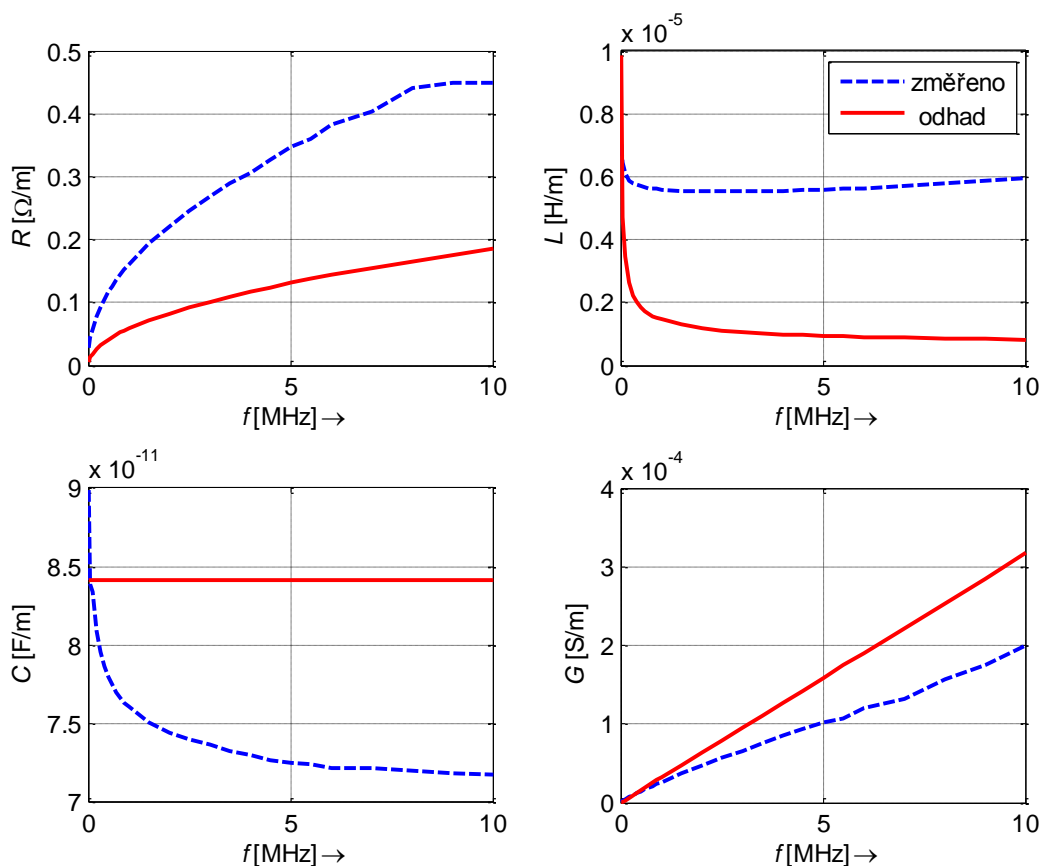
## 5.2 Porovnání změřených a vypočtených parametrů

Pro porovnání a následné modelování byl vybrán kabel CYKY 3x2,5 díky nejširšímu a nejběžnějšímu využití v komerční sféře a domácích rozvodech.

Na Obr. 5.2 je znázorněno grafické srovnání průběhů primárních parametrů dosažených výpočtem a měřením. Průběhy měrné kapacity a vodivosti mají jen informativní charakter. Měrná kapacita není podle rovnice (1.21) závislá na frekvenci a je tudíž pro celý rozsah konstantní. Výpočet vodivosti vychází ze zmíněné konstantní kapacity a v praxi je vodivost často zanedbávána.

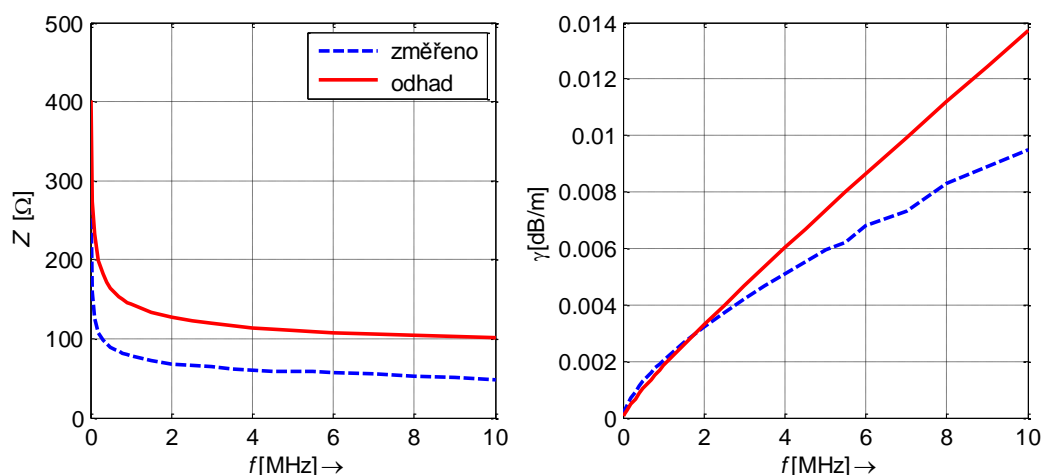
Nejdůležitějšími přenosovými parametry, které ovlivňují přenos po silnoprůdových vedeních, jsou parametry odpor a indukčnost. Z Obr. 5.2 lze vidět nepatrné odchylky jednotlivých změřených a vypočtených hodnot, což může být způsobeno dvěma příčinami. Za prvé, použité rovnice (1.19) až (1.22) jsou obecně využívané rovnice pro tento druh výpočtu a nejsou určeny přímo pro kabely použité v tomto experimentu. Dalším důvodem zmíněného odchýlení je to, že vzdálenost středů vodičů  $a$  dosazována do vzorců byla vypočítávána na základě

katalogových hodnot tloušťky izolací vodičů. Tyto hodnoty mají v katalogu výrobců pouze informativní charakter a nemusí odpovídat skutečnosti.



Obr. 5.2: Srovnání primárních parametrů kabelu CYKY 3x2,5.

Na Obr. 5.3 jsou vyobrazeny průběhy charakteristické impedance  $Z_C$  a měrného činitele přenosu  $\gamma$  v závislosti na kmitočtu. Změřené hodnoty charakteristické impedance a měrného činitele přenosu jsou získané výpočtem podle rovnic (1.13) a (1.7) dosazením změřených hodnot  $R'(f)$ ,  $L'(f)$ ,  $C'(f)$  a  $G'(f)$  z Obr. 5.1. Odhadnuté hodnoty  $Z_C$  a  $\gamma$  byly získané výpočtem z teoretických parametrů  $R'(f)$ ,  $L'(f)$ ,  $C'(f)$  a  $G'(f)$  na základě rovnic (1.19) až (1.22).



Obr. 5.3: Srovnání změřených a odhadnutých hodnot charakteristické impedance a měrného útlumu pro kabel CYKY 3 x 2,5.

## 6 MODELOVÁNÍ PLC – VLASTNÍ ŘEŠENÍ

Tato kapitola popíše realizaci vlastního PLC modelu složeného z PLC komunikačního modelu, modelu vedení a modelů zdrojů rušení. Stěžejní částí kapitoly jsou modely silnoproudých vedení. Výsledné hybridní modely umožní generovat přenosovou funkci vnitřních i venkovních vedení. Modely byly realizovány v programu Matlab verze 7.7 a Simulink verze 7.2.

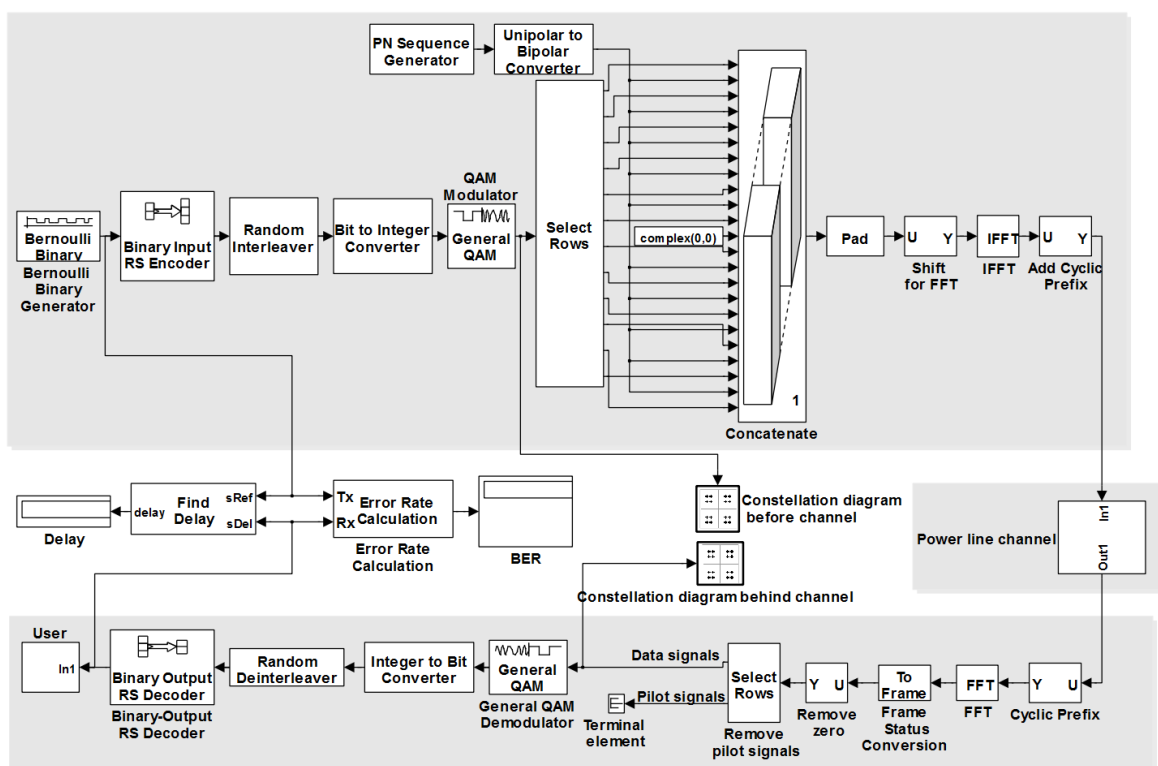
### 6.1 PLC komunikační model

PLC komunikační model bude vytvořen pro širokopásmovou a úzkopásmovou komunikaci.

#### 6.1.1 PLC komunikační model pro širokopásmovou komunikaci

Na Obr. 6.1 je zobrazen PLC komunikační model realizovaný podle teoretického modelu na Obr. 4.1. Konkrétně je zobrazen PLC komunikační model s rozdělením spektra pomocí OFDM techniky, kde příslušné nosné frekvence jsou mapovány s 256, 64 nebo 32 stavovou QAM modulací nebo QPSK či BPSK modulací.

Díličí výsledky simulací na tomto modelu a podrobnější popis byly publikovány v [10], [11], [12] a [13].



Obr. 6.1: Komunikační model s OFDM a 64 stavovou modulací QAM.

V modelu na Obr. 6.1 vstupní zdroj dat generuje náhodně binární čísla podle Bernoulliho rozdělení. V případě reálného systému s určitým počtem subkanálů je počet bitů alokovaných v jednotlivých subkanálech získán z rovnice [66]:



$$b_n = \log_2 \left( 1 + \frac{3}{\left( Q^{-1} \left( \frac{BER}{4} \right) \right)^2} \cdot SNR_n \right), \quad (6.1)$$

kde  $b_n$  je počet bitů přidělených na  $n$ -tém subkanále, inverzní  $Q$ -funkce je získána z rovnice (6.2) a  $SNR_n$  je průměrný odstup signálu od šumu v dílčím kanále  $n$ .

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{y^2}{2}} dy. \quad (6.2)$$

V modelu na Obr. 6.1 je použito kanálové kódování realizované Reed-Solomonovým kódem (RS(15,11)). Po kódování dostáváme sériový tok dat, který je převeden na symbolovou posloupnost a rozložení symbolů je závislé na zvolené modulaci.

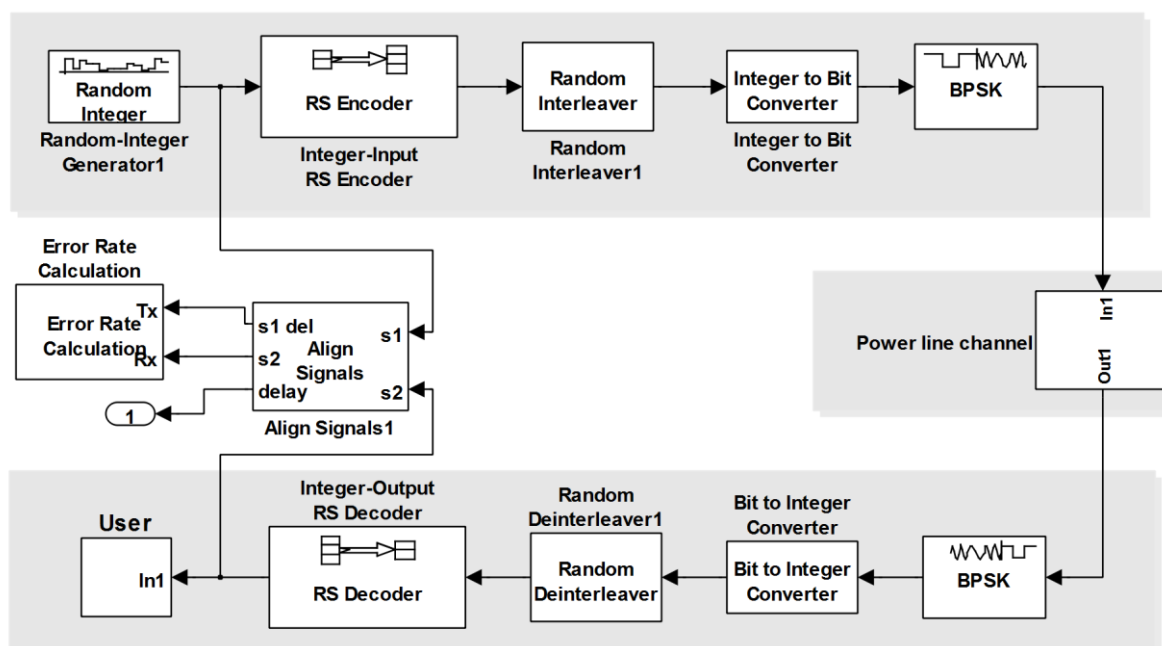
Dále se provede rozdělení užitečných signálů do skupin. Pro správný odhad na straně přijímače se vloží pilotní signály do OFDM spektra. Také je nutné vygenerovat nosnou s prostředním indexem, která bude ve středu frekvenčního pásma, a následně sečíst všechny nosné vlny. Po provedení úprav signálu je dále signál podroben zpětné Fourierově transformaci.

V následujících kapitolách budou popsány modely silnoproudých vedení představující blok Power line channel na Obr. 6.1. V modelu jsou taky použity bloky pro výpočet chybovosti. Na straně přijímače se jedná pouze o inverzi jednotlivých bloků.

### 6.1.2 PLC komunikační model pro úzkopásmovou komunikaci

Pro úzkopásmové modulace představené v kapitole 1.4.4 (QPSK, BPSK, ASK, FSK) byly sestaveny modely komunikačního kanálu. Na Obr. 6.2 je zobrazen komunikační model pro úzkopásmové modulace, konkrétně je zobrazen model s BPSK modulací. Na těchto modelech bude možné provést srovnávání modulací z hlediska vlivu rušení.

Pro simulace je použit generátor náhodných celočíselných hodnot s rovnoměrným rozložením. Dále je v komunikačním řetězci použito Reed-Solomonovo kódování. Podle velikosti zpracovávaného rámce se provede prokládání. Následuje mapování podle typu modulace. A nakonec na základě zvolené modulace modulátor. Na straně přijímače se jedná pouze o inverzi jednotlivých bloků. Obdobně jako u širokopásmového modelu, bude blok Power line channel představující model silnoproudého vedení, popsán v následující kapitole.



Obr. 6.2: Komunikační model s BPSK modulací.

## 6.2 Modely silnoproudých vedení

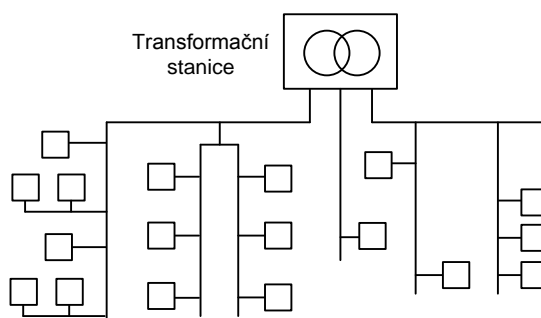
V následujících kapitolách budou pro reálnou topologii distribuční sítě realizovány dva přístupy modelování, teoreticky popsané v kapitole 4. Následně budou tyto dva přístupy porovnány s měřením. Na závěr je popsán model vedení pro venkovní a vnitřní vedení.

Dílič výsledky výzkumů modelů vedení byly autorem publikovány v [2], [3], [7], [8] a [9].

### 6.2.1 Experimentální topologie distribuční sítě

Distribuční síť je realizována v různých topologiích (sběrnice, hvězda, kruh), viz kapitola 1.4.5, nezávisle na použité komunikační technologii. Sběrnice topologie (Obr. 1.7) je jednou z možných řešení, která umožňuje realizaci s malými náklady s adekvátním aplikačním použitím.

Obr. 6.3 ukazuje typickou topologii distribuční sítě v Evropě. Na Obr. 6.3 je několik větví (sekcí) spojujících trafostanice s koncovými uživateli. Každá větev může mít odlišnou topologii s proměnným počtem uživatelů. Podle [67] je pro tyto větve (sekce) nejčastěji uvažována sběrnice topologie.



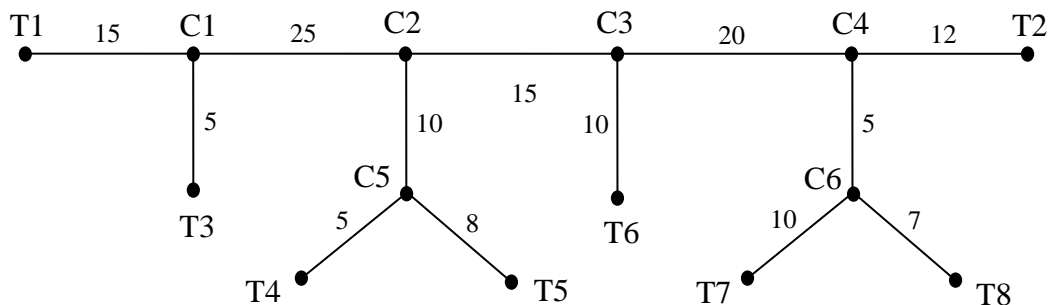
Obr. 6.3: Topologie distribuční sítě s pěti sekcemi.

Topologie nízkonapětových sítí se od sebe liší a nelze jednoznačně určit typickou strukturu. Nicméně je možné tuto topologii popsat charakteristickými hodnotami [71]:

- počet uživatelů v síti: ~250 to 400,
- počet sekcí: ~5,
- počet uživatelů v jedné sekci: ~50 to 80,
- délka sítě: ~500 m (Délka sekce: ~100 m).

Na tomto základě byla pro simulační účely navržena experimentální distribuční sběrnice síť na Obr. 6.4. Topologie této sběrnice síť na Obr. 6.4 je jedna sekce z Obr. 6.3 s délkou 147 m. Délka mezi uživateli se liší především pro oblasti použití, městská či venkovská. Délky jednotlivých sekcí na Obr. 6.4 byly zvoleny pro městské použití, například pro Smart Grid síť. Další možné využití této sběrnice síť je pro úzkopásmovou PLC a dálkový sběr dat [5], [6], kdy silnoproudé vedení je jeden z možných komunikačních kanálů pro tyto účely nebo tvoří jen část komunikačního řetězce, jak ukazují publikace [2] a [4].

Topologie se skládá ze čtyř odboček, které jsou připojeny na hlavní větev mezi vysílačem T1 a přijímačem T2, přičemž druhá a čtvrtá odbočka jsou zdvojené. T3 – T8 reprezentují zařízení (spotřebiče) v jednotlivých odbočkách s příslušnými impedancemi. Parametry této topologie jsou délky jednotlivých úseků a impedance spotřebičů, jejich hodnoty mohou být stanoveny fixně nebo vygenerovány náhodně.



Obr. 6.4: Zvolená topologie distribuční sítě.

Na Obr. 6.4 představuje  $T_i$  vnější uzel a  $C_j$  vnitřní uzel. Délky jednotlivých sekcí topologie na Obr. 6.4 jsou pro následné simulace modelů vedení (kapitola 6.2.2 a 6.2.3) zvoleny konstantní, konkrétní hodnoty jsou přímo v obrázku.

## 6.2.2 Model vícecestného šíření

Problematika výpočtu přenosové funkce vedení s vícecestným šířením signálu byla podrobněji popsána v kapitole 4.2.2. Tato část se bude věnovat praktickému výpočtu všech parametrů a koeficientů, nutných k získání přenosové funkce topologie na Obr. 6.4. Pro výpočet koeficientů přenosu a odrazu byla vytvořena funkce využívající maticový zápis zvolené topologie, který obsahuje nezbytné informace o fyzických vlastnostech dané distribuční sítě. Tato funkce je založena na algoritmu výpočtu všech komponent vícecestného šíření, tento algoritmus byl prvně publikován v [72].

### Maticový zápis topologie

Tento maticový zápis popisuje topologii složenou z  $m$  vnějších uzlů  $T_i$  pro  $i = [1, m]$  a z  $n$  vnitřních uzlů  $C_j$  pro  $j = [1, n]$ . Dále uvedené matice obsahují informace o spojeních mezi těmito uzly, délkách těchto spojení a impedancích na vnějších uzlech.

- a) matice  $\mathbf{TC}[m \times n]$  – definuje spojení mezi vnitřními a vnějšími uzly. Každý řádek odpovídá vnějšímu uzlu  $T_i$  a každý sloupec vnitřnímu uzlu  $C_j$ .

$$\mathbf{TC} = \begin{bmatrix} tc_{11} & tc_{12} & \cdots & tc_{1n} \\ tc_{21} & tc_{22} & \cdots & tc_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ tc_{m1} & tc_{m2} & \cdots & tc_{mn} \end{bmatrix}, \quad (6.3)$$

$$\text{kde } tc_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{pokud existuje spojení mezi } T_i \text{ a } C_j \\ 0, & \text{jinak} \end{cases}$$

- b) matice  $\mathbf{CC}[n \times n]$  – definuje spojení mezi vnitřními uzly  $C_j$ . Tato matice je symetrická podle hlavní diagonály, která je tvořena nulami.

$$\mathbf{CC} = \begin{bmatrix} 0 & cc_{12} & \cdots & cc_{1n} \\ cc_{21} & 0 & \cdots & cc_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ cc_{n1} & cc_{n2} & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.4)$$

$$\text{kde } cc_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{pokud existuje spojení mezi } C_i \text{ a } C_j \\ 0, & \text{jinak} \end{cases}$$

- c) matice  $\mathbf{LT}[m \times n]$  – vznikne z matice  $\mathbf{TC}$  nahrazením nenulových prvků délkou spojení mezi uzly  $T_i$  a  $C_j$ .

$$\mathbf{LT} = \begin{bmatrix} lt_{11} & lt_{12} & \cdots & lt_{1n} \\ lt_{21} & lt_{22} & \cdots & lt_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ lt_{m1} & lt_{m2} & \cdots & lt_{mn} \end{bmatrix}, \quad (6.5)$$

$$\text{kde } lt_{ij} = \begin{cases} l_{ij}, & \text{pokud existuje spojení mezi } T_i \text{ a } C_j \\ 0, & \text{jinak} \end{cases}$$

- d) matice  $\mathbf{LC}[n \times n]$  – vznikne z matice  $\mathbf{CC}$  nahrazením nenulových prvků délkou spojení.

$$\mathbf{LC} = \begin{bmatrix} 0 & lc_{12} & \cdots & lc_{1n} \\ lc_{21} & 0 & \cdots & lc_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ lc_{n1} & lc_{n2} & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.6)$$

$$\text{kde } l_{ij} = \begin{cases} l_{ij}, & \text{pokud existuje spojení mezi } C_i \text{ a } C_j \\ 0, & \text{jinak} \end{cases}$$

- e) matice  $\mathbf{ZT}[1 \times m]$  – obsahuje hodnoty impedancí připojených ke každému vnějšímu uzlu.

$$\mathbf{ZT} = [Z_{T1} \quad Z_{T2} \quad \cdots \quad Z_{Tm}] \quad (6.7)$$

Tímto způsobem můžeme popsat jakoukoliv vnitřní distribuční síť, která splňuje následující podmínky:

- každý vnější uzel je připojen právě k jednomu uzlu,
- přímé spojení mezi dvěma vnějšími uzly neexistuje,
- síť má radiální topologii, ve které neexistují smyčky.

### Výpočet koeficientů odrazu a přenosu

Pokud máme vytvořené matice popisující danou topologii, můžeme přistoupit k výpočtu koeficientů odrazu a přenosu. V dalším textu bude použito indexování značící směr šíření signálu (např. výraz  $T_i C_j$  značí směr šíření od uzlu  $C_j$  do uzlu  $T_i$ ). Jsou definovány tři druhy koeficientů odrazu v závislosti na směru šíření signálu [72]:

- a)  $\mathbf{\rho_{TC}}[m \times n]$  – prvky matice  $\rho_{TC}(i,j)$  vyjadřují koeficienty odrazu pro signály směřující z uzlu  $C_j$  do uzlu  $T_i$ . Pro každý vnější uzel  $T_i$  jsou vypočítány koeficienty odrazu podle rovnice (viz (4.13)):

$$\rho_{Ti} = \frac{Z_{Ti} - Z_C}{Z_{Ti} + Z_C}. \quad (6.8)$$

Definujeme diagonální matici  $\mathbf{D\rho_T}[m \times m]$ :

$$\mathbf{D\rho_T} = \begin{bmatrix} \rho_{T1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \rho_{T2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \rho_{Tm} \end{bmatrix}. \quad (6.9)$$

Matici  $\mathbf{\rho_{TC}}$  pak získáme jako:

$$\mathbf{\rho_{TC}} = \mathbf{D\rho_T} \cdot \mathbf{TC}. \quad (6.10)$$

- b)  $\mathbf{\rho_{CC}}[n \times n]$  – prvky matice  $\rho_{CC}(i,j)$  vyjadřují koeficienty odrazu pro signály směřující z uzlu  $C_j$  do uzlu  $C_i$ . Uvažujeme-li distribuční síť tvořenou pouze jedním typem kabelu, můžeme impedanci uzlu  $C_i$  připojeného k  $s_i$  přilehlým uzlům vypočítat podle následujících rovnic:

$$s_i = \sum_{k=1}^m TC(k,i) + \sum_{k=1}^n CC(k,i), \quad (6.11)$$

$$Z_{CiCj} = \frac{Z_C}{s_i - 1}. \quad (6.12)$$

Dosazením rovnice (6.12) do rovnice (4.13) a faktu, že  $Z_i = Z_{CiCj}$  v rovnici (4.13) a jejím upravením získáme koeficienty odrazu na uzlu  $C_i$  jako:

$$\rho_{Ci} = \frac{2 - s_i}{s_i}. \quad (6.13)$$

Vypočítané koeficienty odrazu jsou pak prvky na hlavní diagonále matice  $\mathbf{Dp}_C[n \times n]$ :

$$\mathbf{Dp}_C = \begin{bmatrix} \rho_{C1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \rho_{C2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \rho_{Cn} \end{bmatrix}. \quad (6.14)$$

Matice  $\mathbf{p}_{CC}$  je poté vypočítána jako:

$$\mathbf{p}_{CC} = \mathbf{Dp}_C \cdot \mathbf{CC}. \quad (6.15)$$

- c)  $\mathbf{p}_{CT}[n \times m]$  - prvky matice  $\rho_{CT}(i,j)$  vyjadřují koeficienty odrazu pro signály směřující z uzlu  $T_j$  do uzlu  $C_i$ . Protože v našem případě uvažujeme homogenní distribuční síť, jsou koeficienty odrazu na uzlech  $C_i$  stejné jako v předchozím případě a k výpočtu matice  $\mathbf{p}_{CT}$  tak můžeme využít transponovanou matici  $\mathbf{TC}^T$ , tedy:

$$\mathbf{p}_{CT} = \mathbf{Dp}_C \cdot \mathbf{TC}^T. \quad (6.16)$$

Výsledné matice koeficientů odrazu mají stejné rozměry a formu jako matice  $\mathbf{TC}$ ,  $\mathbf{CC}$ ,  $\mathbf{CT}$  respektive  $\mathbf{TC}^T$ . Analogicky k předchozímu postupu vypočítáme i matice koeficientů přenosu  $\mathbf{t}_{TC}$ ,  $\mathbf{t}_{CC}$  a  $\mathbf{t}_{CT}$ .

### Cesty šíření signálu

Podle předchozího postupu byly vypočítány koeficienty odrazu a přenosu pro všechny uzly sítě. Dále je potřeba zvolit možné cesty šíření signálu sítí, kterých může být nekonečně mnoho, ale výslednou přenosovou funkci nejvíce ovlivní cesty s nejkratší délkou  $l$  a největší vahou  $g$ . Do celkového počtu cest byly tedy zahrnuty cesty, u kterých došlo k odrazu na jednotlivých odbočkách a cesty, které kombinovaly odrazy na těchto odbočkách. Podle rovnice (6.17), kde  $L_{\max}$  je prvotně stanoveno jako velký počet cest a  $L$  je počet cest, který první dosáhne podmínky v rovnici (6.17) [72], byl počet cest  $N$  zvolen pro uvedenou topologii  $N = 22$ . Jedná se o cesty, které se nejvíce podílejí na tvaru přenosové funkce a podle literatury [67] je přibližně 17 cest dostačujících pro všechny třídy topologií. V Tab. 6.1 jsou uvedeny délky  $l_i$  a váhové koeficienty  $g_i$  pěti nejkratších cest, u kterých dochází k odrazům na jednotlivých odbočkách, s výjimkou první cesty, která je přímá a nedochází na ní k žádnému odrazu. Další cesty kombinovaly odrazy maximálně dvou odboček, protože cesty kombinující odrazy více než dvou odboček viditelně neovlivňovaly výslednou přenosovou funkci.

$$\frac{\sum_{i=1}^L |h_i|^2}{\sum_{i=1}^{L_{\max}} |h_i|^2} \geq 0,96 \quad (6.17)$$

Tab. 6.1: Ukázka pěti nejkratších cest šíření.

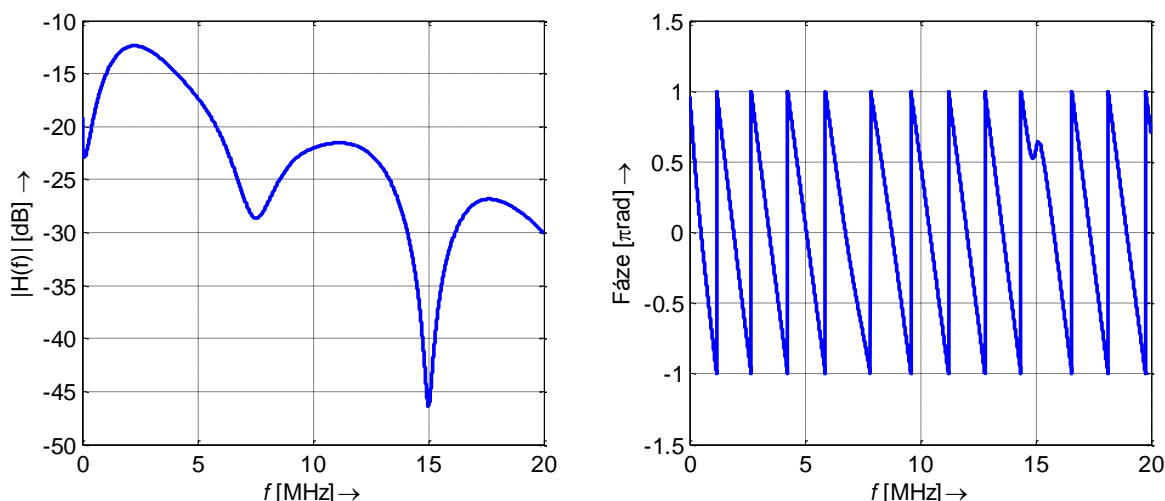
Číslo cesty	Cesta šíření	Váha cesty $g_i$	Délka cesty $l_i$
1	$T_1 \rightarrow C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow C_3 \rightarrow C_4 \rightarrow T_2$	$\tau_{CT11} \cdot \tau_{CC21} \cdot \tau_{CC32} \cdot \tau_{CC43}$	$lt_{11} + lc_{21} + lc_{32} + lc_{43} + lt_{24}$
2	$T_1 \rightarrow C_1 \rightarrow T_3 \rightarrow C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow C_3 \rightarrow C_4 \rightarrow T_2$	$\tau_{CT11} \cdot \rho_{TC31} \cdot \tau_{CT13} \cdot \tau_{CC21} \cdot \tau_{CC32} \cdot \tau_{CC43}$	$lt_{11} + lt_{31} + lt_{31} + lc_{21} + lc_{32} + lc_{43} + lt_{24}$
3	$T_1 \rightarrow C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow C_5 \rightarrow C_2 \rightarrow C_3 \rightarrow C_4 \rightarrow T_2$	$\tau_{CT11} \cdot \tau_{CC21} \cdot \rho_{CC52} \cdot \tau_{CC25} \cdot \tau_{CC32} \cdot \tau_{CC43}$	$lt_{11} + lc_{21} + lc_{52} + lc_{52} + lc_{32} + lc_{43} + lt_{24}$
4	$T_1 \rightarrow C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow C_3 \rightarrow T_6 \rightarrow C_3 \rightarrow C_4 \rightarrow T_2$	$\tau_{CT11} \cdot \tau_{CC21} \cdot \tau_{CC32} \cdot \rho_{TC63} \cdot \tau_{CT36} \cdot \tau_{CC43}$	$lt_{11} + lc_{21} + lc_{32} + lt_{63} + lt_{63} + lc_{43} + lt_{24}$
5	$T_1 \rightarrow C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow C_3 \rightarrow C_4 \rightarrow C_6 \rightarrow C_4 \rightarrow T_2$	$\tau_{CT11} \cdot \tau_{CC21} \cdot \tau_{CC32} \cdot \tau_{CC43} \cdot \rho_{CC64} \cdot \tau_{CC46}$	$lt_{11} + lc_{21} + lc_{32} + lc_{43} + lc_{64} + lc_{64} + lt_{24}$

Pomocí takto získaných hodnot (Tab. 6.1) a rovnice (4.15) byla pro simulační distribuční síť (Obr. 6.4) vypočítána přenosová funkce  $H(f)$  pro frekvenční rozsah 0 až 20 MHz. Modulová a fázová kmitočtová charakteristika pro dvě kombinace náhodně vygenerovaných impedancí **ZT** jsou zobrazeny na Obr. 6.5 a Obr. 6.6.

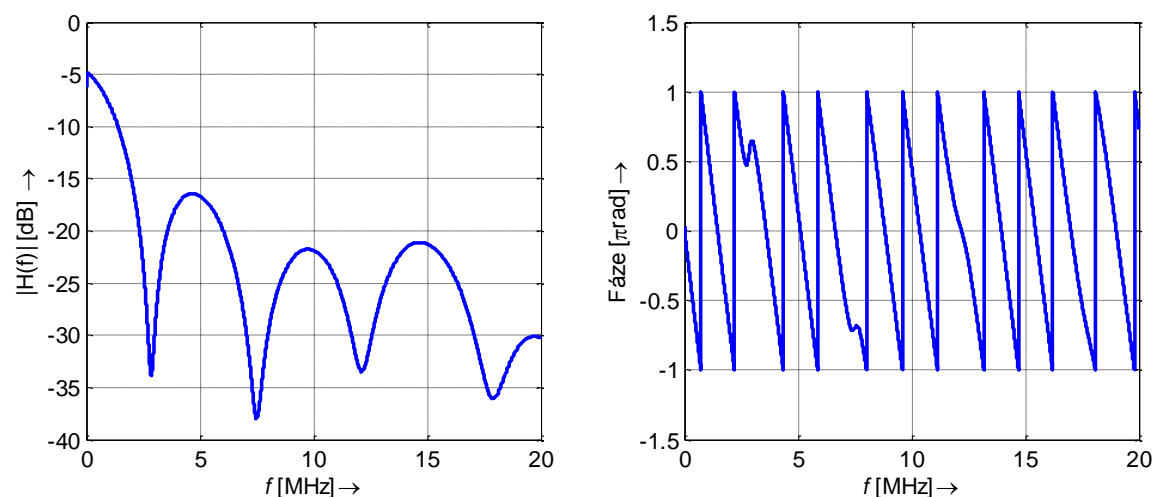
Z obrázků je patrné zvlnění přenosové funkce, které je způsobeno nepřizpůsobenými odbočkami v síti. V případě rozdělení frekvenčního pásma na  $N$  sub pásem umožní tento výpočetní aparát z modulové kmitočtové charakteristiky určit optimální frekvenční pásmo pro sub kanály.

Vygenerované matice impedancí vnějších uzlů **ZT** mohou představovat extrémní případ zátěží v síti, ale byly zvoleny pro ukázání potenciálu této výpočetní metody. Zakončení naprázdno představuje impedance  $1 \cdot 10^8 \Omega$ . S využitím vypočtené modulové kmitočtové charakteristiky můžeme odhadnout, které sub kanály jsou ovlivněny změnou impedancí zátěže, konkrétně překročí-li určitou stanovenou odchylku (např. 10 dB). Díky tomuto výpočetnímu aparátu můžeme určit vhodné frekvenční pásmo pro různé scénáře impedancí zátěží.

Ideální fázová kmitočtová charakteristika by měla být lineární, ale kvůli fázovým nelinearitám je průběh signálu změněn, jak je vidět na Obr. 6.5 na frekvenci 15 MHz nebo na Obr. 6.6 na frekvencích 2,8 MHz a 7,8 MHz.



Obr. 6.5: Modulová a fázová kmitočtová charakteristika modelu vedení s vícecestným šířením pro referenční kanál na Obr. 6.4 pro impedance vnějších uzlů  $\mathbf{ZT} = [100, 75, 75, 5, 50, 5, 50, 200]$ .

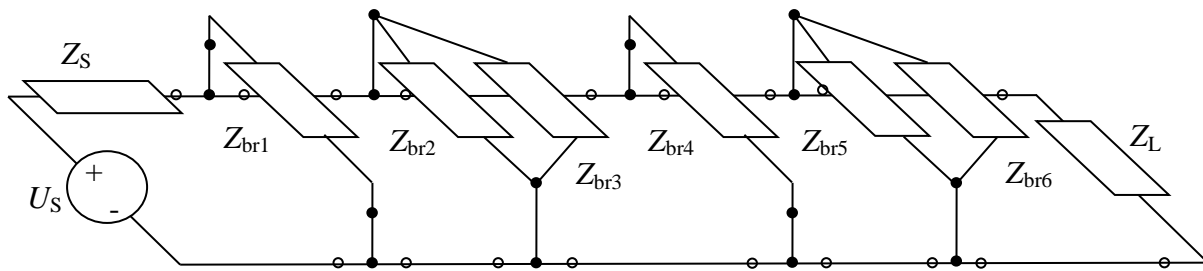


Obr. 6.6: Modulová a fázová kmitočtová charakteristika modelu vedení s vícecestným šířením pro referenční kanál na Obr. 6.4 pro impedance vnějších uzlů  $\mathbf{ZT} = [75, 1000, 1000, 1000, 75, 1000, 1 \cdot 10^8, 75]$ .

### 6.2.3 Modelování vedení pomocí kaskádních parametrů dvojbranů

Obecný dvojbran a jeho využití při modelování silnoprůdové sítě byly popsány v kapitole 4.2.3. Zvolená topologie referenčního kanálu se čtyřmi odbočkami je zobrazena na Obr. 6.7. Při realizaci modelu byly všechny odbočky nahrazeny ekvivalentní impedancí. U jednoduchých odboček připojených k uzlům C1 a C3 stačila k výpočtu ekvivalentní impedance rovnice (4.22). U zdvojených odboček na uzlech C2 a C4 se nejdříve vypočetla vstupní impedance větví připojených k uzlu C5 (resp. C6) podle rovnice (6.18). Paralelní kombinace těchto vstupních impedancí pak byla dosazena do rovnice (4.22) a tím vypočteny odpovídající náhradní impedance  $Z_{eq}$ .



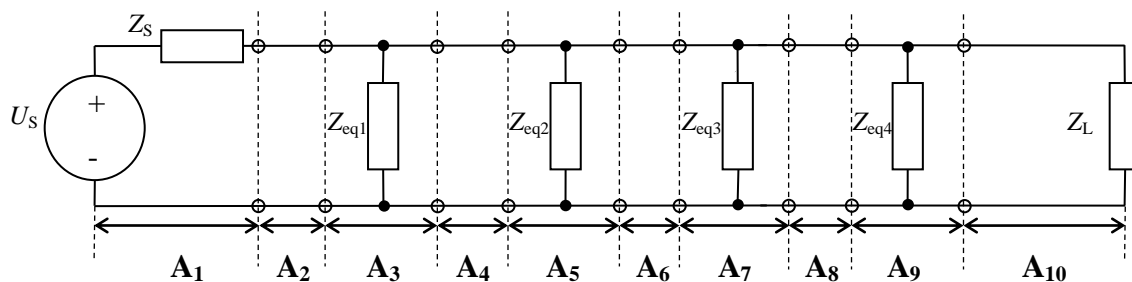


Obr. 6.7: Vedení se čtyřmi odbočkami.

$$Z_{in} = Z_C \frac{Z_{br} + Z_C \tanh(\gamma_{br} d_{br})}{Z_{br} + Z_C \coth(\gamma_{br} d_{br})}, \quad (6.18)$$

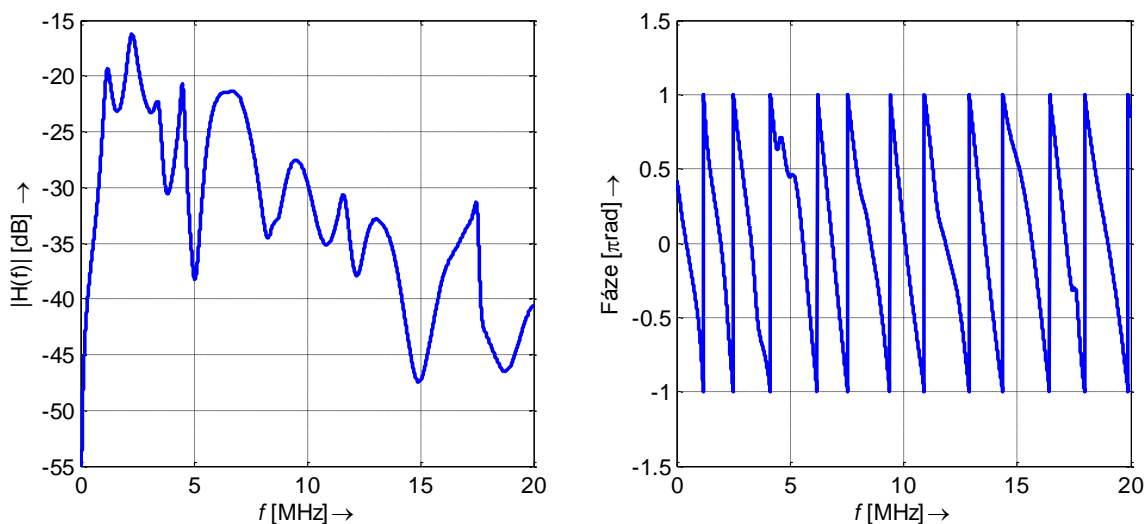
kde  $\gamma_{br}$  je měrný činitel odbočky a  $d_{br}$  je délka odbočky

Tímto způsobem byly všechny odbočky nahrazeny ekvivalentní impedancí a zjednodušené vedení je zobrazeno na Obr. 6.8. Celé vedení je složeno z deseti kaskádních matic  $A_i$ . Součinem těchto matic získáme výslednou kaskádní matici  $A$  celého vedení a dosazením jejích prvků do rovnice (4.21) obdržíme výslednou přenosovou funkci.

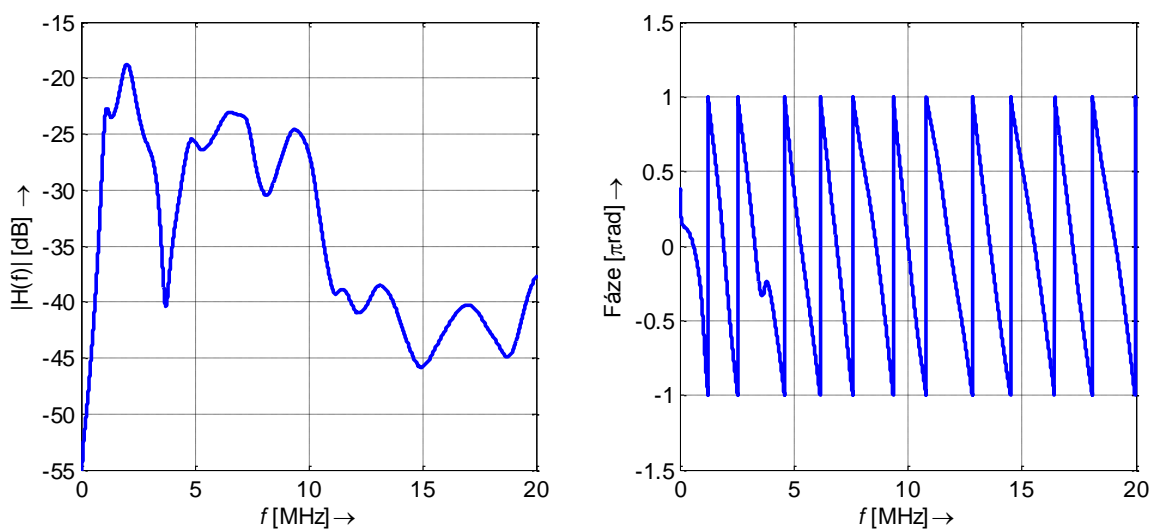


Obr. 6.8: Zjednodušené vedení se čtyřmi odbočkami.

Na základě tohoto výpočetního aparátu byla zjištěna přenosová funkce zvolené topologie. Modulová a fázová kmitočtová charakteristika jsou zobrazeny na Obr. 6.9 a Obr. 6.10 pro dvě kombinace náhodných hodnot impedance odboček. Obdobně jako u modelu vícecestného šíření způsobí odrazy v nepřizpůsobené odbočce periodické zvlnění ve frekvenční odezvě.



Obr. 6.9: Modulová a fázová kmitočtová charakteristika modelu vedení s dvojbrany pro referenční kanál pro impedance odboček  $\mathbf{Z} = [Z_{br1}, Z_{br2}, Z_{br3}, Z_{br4}, Z_{br5}, Z_{br6}] = [50, 5, 75, 1000, 75, 75]$ .



Obr. 6.10: Modulová a fázová kmitočtová charakteristika modelu vedení s dvojbrany pro referenční kanál pro impedance odboček  $\mathbf{Z} = [Z_{br1}, Z_{br2}, Z_{br3}, Z_{br4}, Z_{br5}, Z_{br6}] = [5, 1000, 75, 1e8, 1000, 75]$ .

### 6.2.4 Experimentální ověření modelů

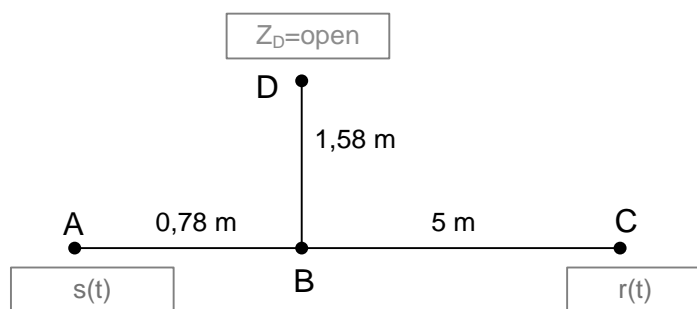
Tato kapitola se zaměřuje na porovnání výsledků simulací modelu vícecestného šíření (kapitola 6.2.2) a modelu dvojbranů (kapitola 6.2.3) s měřením. Porovnání bylo provedeno na zjednodušené topologii o známých geometrických rozměrech a také na reálné topologii.

Motivace pro experimentální porovnání modelů:

- Ověřit správnost navržených modelů.
- Porovnat různé přístupy modelování s výsledky měření.
- Zvolit vhodný model pro určité scénáře.

#### Zjednodušený model

Obr. 6.11 ukazuje topologii, na které bylo realizováno ověření výsledků simulace modelů s měřením. Vysílač A a přijímač C jsou impedančně přizpůsobeny charakteristické impedanci kabelu. Bod D představuje odbočku. Charakteristická impedance byla spočtená z rovnice (1.13) a rovnic (1.19) až (1.22) na základě parametrů kabelu CYKY 3x2,5.



Obr. 6.11: Topologie zjednodušeného modelu.

Modulová kmitočtová charakteristika (frekvenční odezva přenosové funkce) byla změřena pomocí dvou spektrálních analyzátorů Agilent 4395A a Instek GSP-830. Porovnání změřených průběhů s modelem vícecestného šíření (4.15) a modelem pomocí kaskádně zapojených dvojbranů (4.21) je zobrazeno na Obr. 6.12 až Obr. 6.14.

Obr. 6.12 a Obr. 6.13 zobrazují porovnání změřené frekvenční odezvy s modely. Z porovnání je zřejmá shoda měření se simulací. Toto porovnání ukazuje využitelnost a výkonnost modelů. Odrazy v otevřené odbočce způsobují periodické zvlnění frekvenční odezvy, které je patrné z Obr. 6.12 a Obr. 6.13. V průbězích jsou navíc vidět malé zvlnění způsobené neideálním přizpůsobením v bodech A a C.

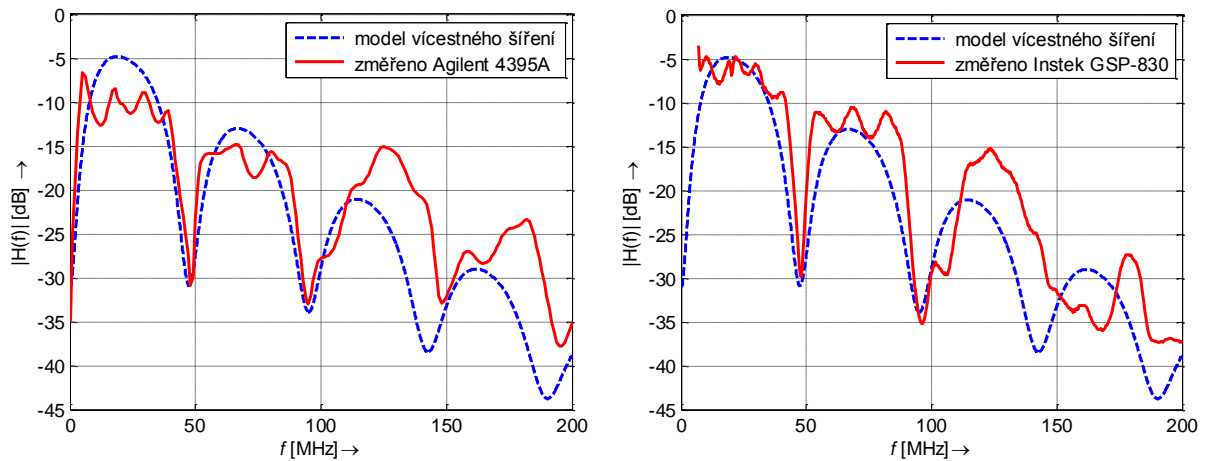
Vliv otevřené odbočky způsobuje zvlnění frekvenční odezvy s fixní periodou. První zvlnění se vyskytne tehdy, když přímá vlna a odražená vlna jsou vzájemně posunuty o půl vlnové délky oproti sobě, to způsobí jejich odečtení. Frekvence prvního zvlnění je  $f_1=48$  MHz, to znamená periodu  $T_1 = 20,8$  ns. Zvlnění se vyskytují jako násobky  $f_1$ , proto máme  $f_2 = 96$  MHz a  $f_3 = 144$  MHz získané ze změřených průběhů.

Pro porovnání vyjdeme z fyzické distribuce signálu. Budeme-li pro izolaci kabelu CYKY uvažovat izolační materiál s dielektrickou konstantou  $\epsilon_r = 4$  a dále budeme uvažovat fázovou rychlost  $150$  m/ $\mu$ s, tak první vlna z vysílače putující přímou cestou vedení délky  $5,78$  m dora-

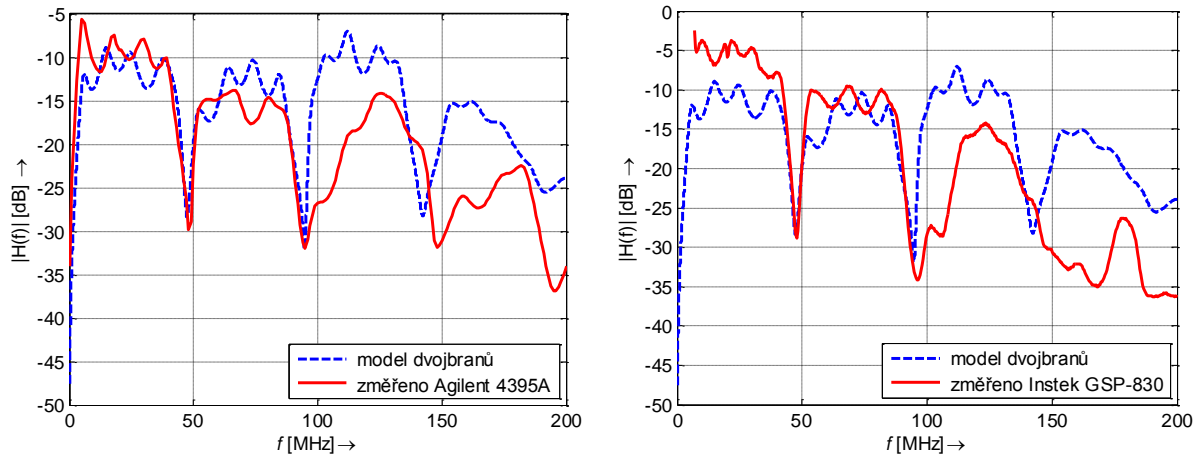
zí k přijímači za  $\frac{5,78}{150 \cdot 10^6} = 38,5$  ns. Druhá vlna, která projde celou odbočkou a odrazí se na konci, dorazí do přijímače za  $\frac{8,94}{150 \cdot 10^6} = 59,6$  ns. Rozdíl těchto hodnot (21,1 ns) by měl odpovídat změřené periodě zvlnění  $T_1 = 20,8$  ns.

Zjednodušením a úpravami lze získat rovnici (6.19), která určuje frekvenční pozice  $f_i$  [MHz] vrubů v závislosti na délce odbočky  $d_{br}$  [m].

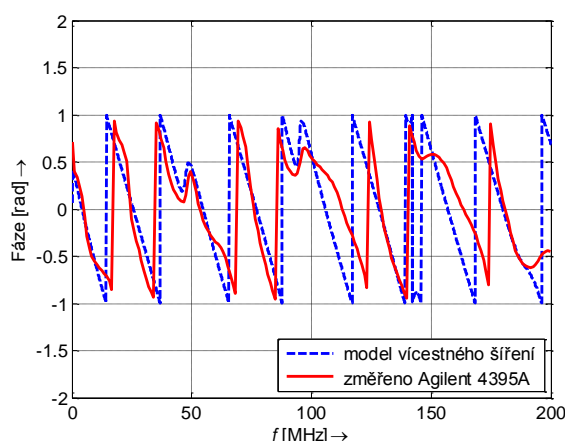
$$f_i = \frac{75 \text{ MHz}}{d_{br}} (i) \quad i = 0, 1, 2 \dots \quad (6.19)$$



Obr. 6.12: Porovnání změřených modulových kmitočtových charakteristik s modelem vícečetného šíření.



Obr. 6.13: Porovnání změřených modulových kmitočtových charakteristik s modelem dvojbranů.

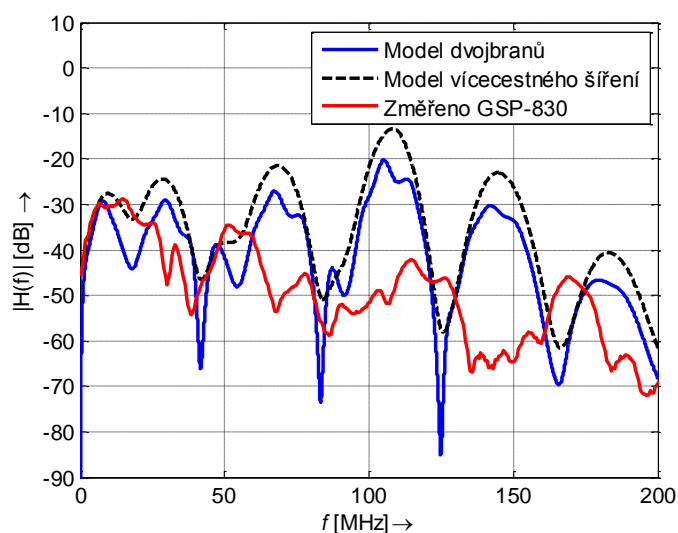
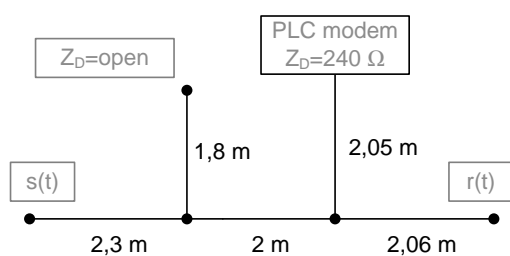


Obr. 6.14: Porovnání změřené modulové kmitočtové charakteristiky s modelem vícecestného šíření.

### Reálná topologie

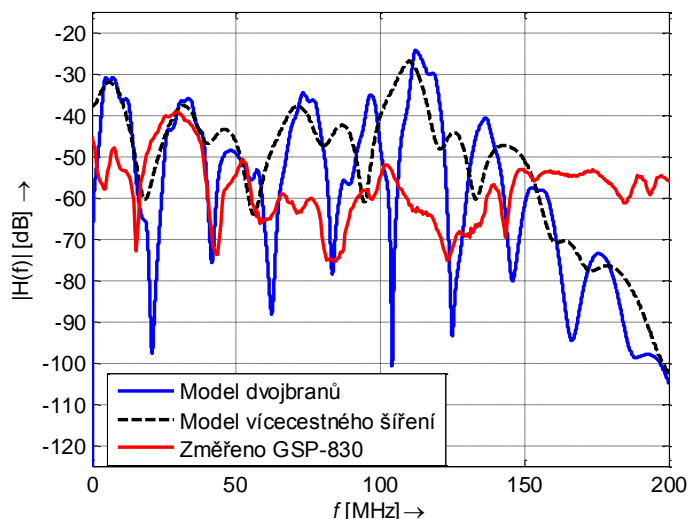
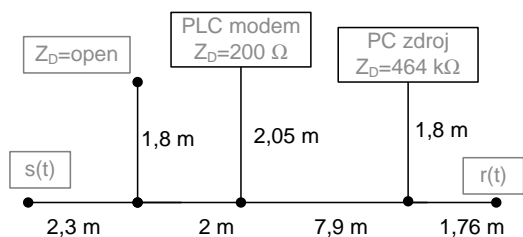
Měření přenosové funkce bylo provedeno v laboratorních podmínkách na vybraných topologiích, které odpovídaly reálné síti domácího prostředí. K těmto topologiím byly připojeny různé spotřebiče, konkrétně PLC modemy MT39-L1 od společnosti Modemtec s.r.o. [91]. Měření bylo provedeno na třech topologiích, které se od sebe lišily buď počtem odboček, délkami vedení nebo různými hodnotami impedancí spotřebičů připojených k odbočkám. Změřené moduly kmitočtové charakteristiky byly porovnány s oběma přístupy modelování. Modely vycházely z parametrů pro kabel CYKY 3x2,5. Na Obr. 6.15 až Obr. 6.17 jsou zobrazeny moduly kmitočtových charakteristik změřených přenosových funkcí pro reálné topologie domácího prostředí.

#### a) topologie 1



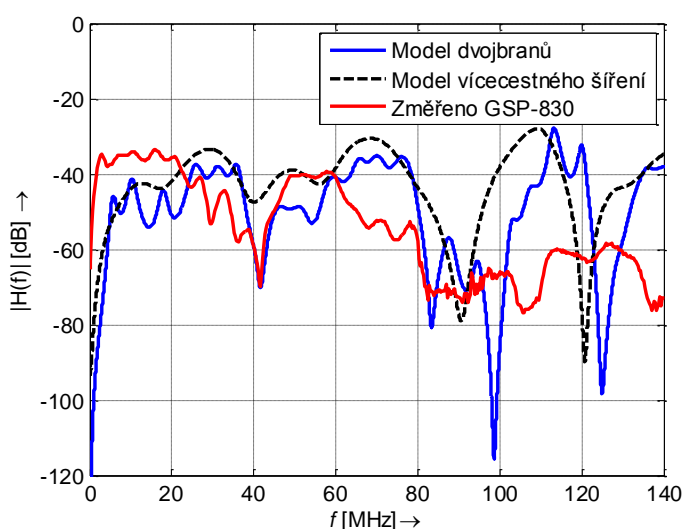
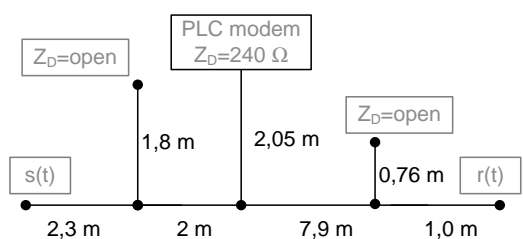
Obr. 6.15: Porovnání modulových kmitočtových charakteristik vedení pro reálnou topologii 1.

b) topologie 2



Obr. 6.16: Porovnání modulových kmitočtových charakteristik vedení pro reálnou topologii 2.

c) topologie 3



Obr. 6.17: Porovnání modulových kmitočtových charakteristik vedení pro reálnou topologii 3.

Z Obr. 6.15 až Obr. 6.17 už není patrná shoda modelu s měřením jako u zjednodušeného modelu vedení s jednou odbočkou. Ale jak je uvedeno v Tab. 6.2, hodnoty útlumů pro jednotlivé topologie jsou pro změřené hodnoty a modely velmi shodné. Z průběhů na Obr. 6.15 pro topologii 1 jsou patrné shody vrubů změřených hodnot a výsledků modelů na frekvencích  $f_i = i \cdot 41 \text{ MHz}$  pro  $i = 0,1,2 \dots$  Z průběhů na Obr. 6.16 pro topologii 2 jsou patrné shody vrubů změřených hodnot a výsledků modelů na frekvencích  $f_i = i \cdot 22 \text{ MHz}$  pro  $i = 0,1,2 \dots$  Z průběhů na Obr. 6.17 pro topologii 3 jsou patrné shody vrubů změřených hodnot a výsledků modelů na frekvencích  $f_i = i \cdot 42 \text{ MHz}$  pro  $i = 0,1,2 \dots$

Frekvence zvlnění změřených průběhů odpovídají modelům u topologie 1 do frekvence 140 MHz, u topologie 2 do frekvence 145 MHz a u topologie 3 do frekvence 100 MHz.

Tab. 6.2: Průměrné hodnoty útlumu v dB.

	Model vícecest- ného šíření	Model kaskád- ních dvojbranů	Změřeno
top. 1	-36	-42	-50
top. 2	-52	-59	-54
top. 3	-51	-58	-52

### Zhodnocení modelů

Měření na zjednodušeném modelu se známou topologií a rozměry ukázalo velmi dobrou shodu výsledků simulace s měřením. Navíc bylo provedeno porovnání pro reálnou topologii. Hodnoty útlumu pro reálnou topologii u obou modelů se sice od naměřených hodnot mírně lišily, ale frekvence, na kterých docházelo k odrazům signálu (vruby v modulové kmitočtové charakteristice), se dají považovat za totožné přibližně do frekvence 100 MHz.

Z porovnaných hodnot je jasně patrná využitelnost numerických modelů. Vytvořené modely umožní provést výzkum pro různé topologie a ukáží jejich efekt na komunikační systém díky simulaci. Mimoto vytvořené modely umožní porovnání výkonnosti pro různé modulační techniky a kódovací schémata pro budoucí standardizaci.

### 6.2.5 Porovnání přístupů modelování – vícecestné šíření a dvojbrany

Přístup využívající modelu vícecestného šíření je vhodný pro modely s přesně definovanou topologií. Model realizovaný pro danou topologii je použitelný pouze pro tuto topologii nebo velmi podobnou, což je nevýhoda tohoto přístupu. Na druhou stranu model vedení s vícecestným šířením signálu se vyznačuje přesností. Při modelování distribuční sítě s velkým počtem odboček je nutné u tohoto přístupu uvažovat všechny cesty šíření, které významně ovlivní tvar přenosové funkce, tímto se zvyšuje výpočetní náročnost.

Přístup založený na kaskádních dvojbranech potřebuje pro modelování přenosové funkce znát parametry topologie, kabelu a hodnoty impedance zátěže. Při znalosti těchto veličin jsou modely velmi přesné, vyznačují se svojí jednoduchostí a nevyžadují tak velké výpočetní nároky. Průběh přenosové funkce však může vykazovat jisté zkreslení, které musí být bráno v úvahu při požadavcích na přesnost. Výběr vhodného modelu tak závisí zejména na možnostech z hlediska výpočtu a požadavcích na rychlost a přesnost. Dílčí výsledky přístupů modelování byly publikovány v [2], [3], [8] a [9].

Na topologii zjednodušeného modelu (Obr. 6.11) byly provedeny simulace pro oba přístupy. Obr. 6.18 zobrazuje modulovou a fázovou kmitočtovou charakteristiku, skupinové zpoždění, fázové zpoždění a impulzní odezvu pro model vícecestného šíření. Obr. 6.19 zobrazuje stejné charakteristiky pro model kaskádních dvojbranů.

V obou průbězích modulové kmitočtové charakteristiky (Obr. 6.18 a) a Obr. 6.19 a) jsou patrné lokální extrémy funkcí, které způsobily nepřizpůsobené odbočky na vedení. Dále

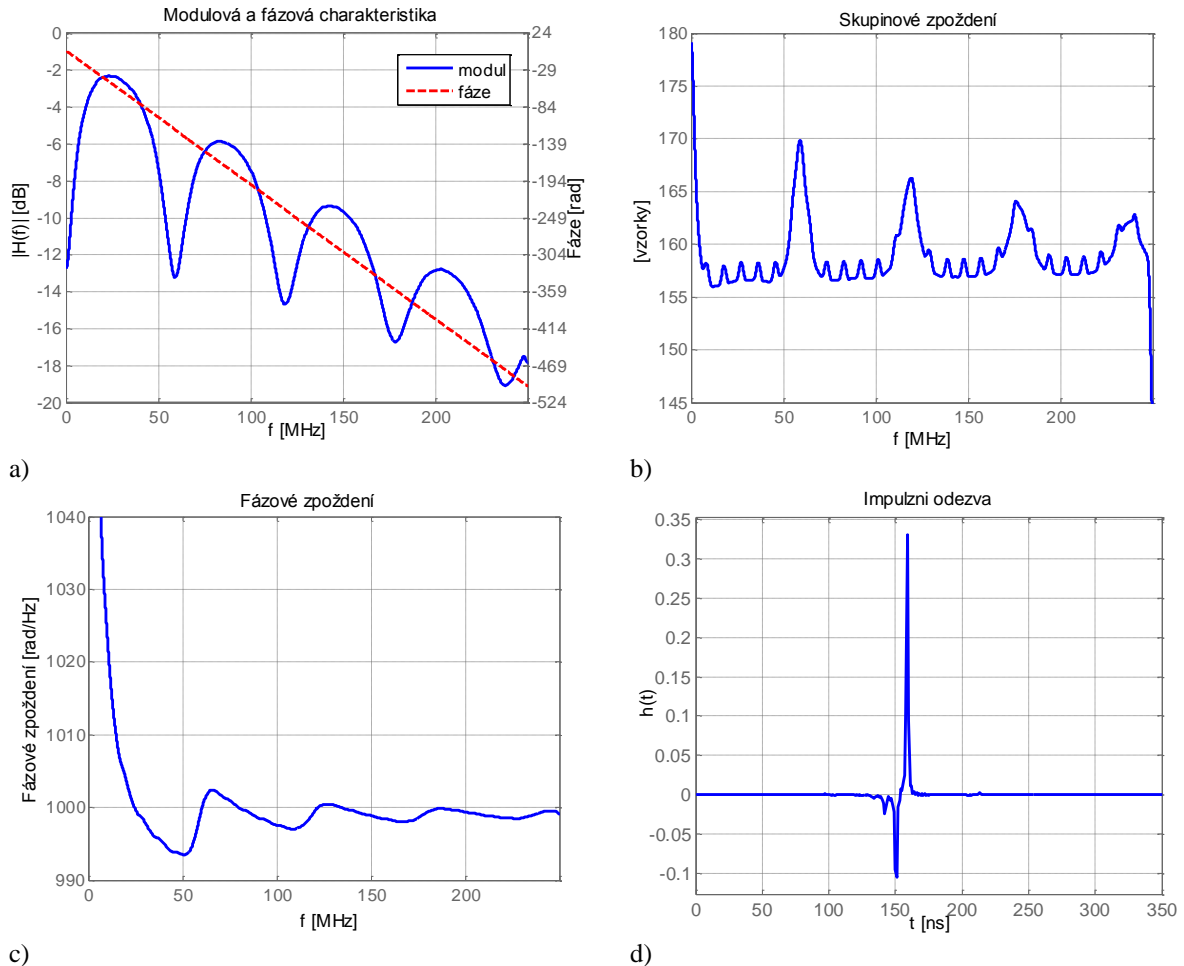
v průběhu modelu kaskádních dvojbranů bylo zřetelné zvlnění. Fázová kmitočtová charakteristika byla u obou přístupů velmi podobná a dosahovala stejných hodnot.

Skupinové a fázové zpoždění bylo pro oba přístupy velmi obdobné s patrnými lokálními extrémami na stejných frekvencích. Pro ideální přenosový kanál je fázové zpoždění lineární. Linearitu fázového zpoždění lze popsat skupinovým zpožděním nebo obálkou tohoto zpoždění [46]:

$$\tau_g = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(f)}{df}, \quad (6.20)$$

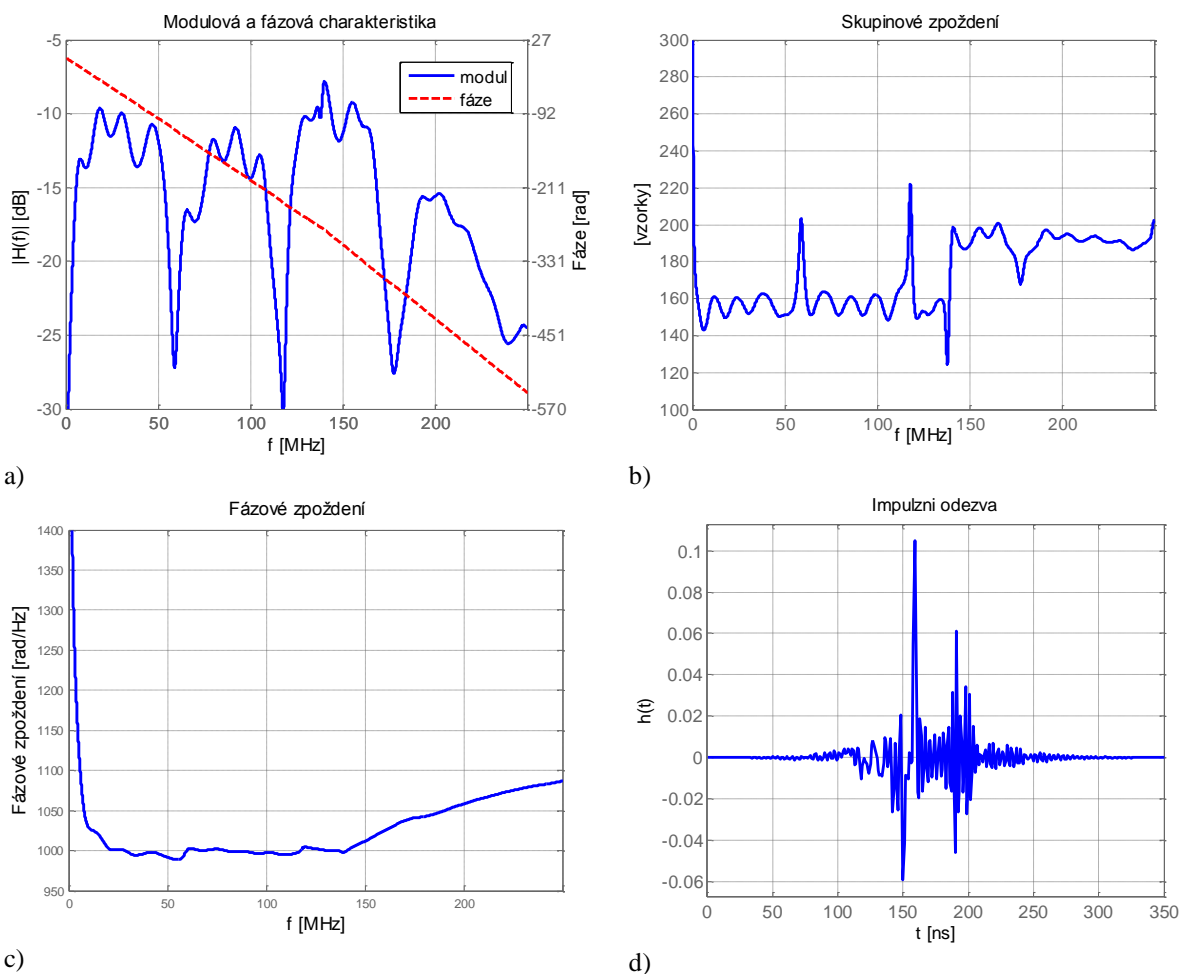
kde  $\theta$  popisuje fázi signálu. V případě lineárního fázového zpoždění by bylo skupinové zpoždění konstantní.

Impulzní odezvy obou přístupů mají hlavní vrchol ve stejném čase. Impulzní odezva modelu kaskádních dvojbranů má zřetelný i druhý menší vrchol, způsobený vícecestným šířením signálu a odrazu v odbočce. Simulace impulzní odezvy potvrzuje efekt vícecestného šíření a potvrzuje různé cesty šíření signálu.



Obr. 6.18: Výsledky simulace vedení s jednou odbočkou pro model vícecestného šíření.





Obr. 6.19: Výsledky simulace vedení s jednou odbočkou pro model kaskádních dvojbranů.

### 6.3 Hybridní - statistický model vedení pro venkovní vedení

Tato kapitola popisuje tvorbu hybridního modelu na základě statistického odvození vlastností vedení a následném modelování na základě pravděpodobnostních rozložení. Vstupní data tohoto hybridního modelu budou změřená data referenčních kanálů z projektu OPERA [48], vznikne tak generátor přenosových funkcí, který je možné využít ve vytvořeném PLC komunikačním modelu.

#### Motivace

- Vytvořit generátor přenosových funkcí pro venkovní vedení.
- Modelovat zcela náhodné chování silnoproudé sítě.
- Získat model přenosových funkcí pro PLC komunikační model.
- Vyhodnotit výkonost systému na souboru silnoproudých topologií.

Referenční kanály sestavené na základě měření a definované projektem OPERA [48] mají pevně stanovené parametry pro jednotlivé třídy, tímto jsou dané impulzní a frekvenční odezvy pro jednotlivé třídy [67]. Topologie silnoproudého vedení se ale mění náhodně díky nespojitostem, vícecestnému šíření a nepřizpůsobeným zátěžím náhodně a nepředvídatelně [50], [51]. Z tohoto důvodu je vhodnější určovat parametry jednotlivých referenčních kanálů náhodně

a tím i náhodně generovat impulzní a frekvenční odezvy. První přístup, který definoval model na základě náhodných topologií lze nalézt v článku [53]. Na tomto předpokladu byl sestaven generátor přenosových funkcí, který generuje parametry vedení náhodně na základě statisticky určených vlastností vedení a tím je generována náhodně také topologie. Statistické vlastnosti vedení byly získány v publikacích [58], [59] a [68] a byly použity do vytvořeného generátoru.

## Vstupní data

Projektem OPERA [48] na základě měření byly vybrány a definovány referenční kanály pro pokrytí všech reálných topologií. Vznikla tak změřená databáze přenosových funkcí. Výsledkem těchto měření v rámci projektu OPERA jsou referenční kanály:

- krátký, cca 150 m,
- střední, cca 250 m,
- dlouhý, cca 350 m.

Dále byly stanoveny tři třídy kvality pro referenční kanály 150 m a 350 m a dvě třídy kvality pro referenční kanál 250 m. Navíc byl vytvořen jeden modelový kanál. Takto vzniklo devět referenčních kanálů, které pokryjí všechny možné silnoproudé sítě v přístupové oblasti. Parametry těchto kanálů jsou shrnuty v následující části:

- 1) Referenční kanál pro třídu 150 m
  - a. První kanál (REF 1) představuje vedení bez odboček, pět cest pro modelování je dostačující. Frekvenční odezva by měla být bez vrubů a v impulzní odezvě je dominantní hlavní špička. Kanál je považován za ideální.
  - b. Druhý kanál (REF 2) vykazuje jemné zvlnění, impulzní odezva vykazuje výkyvy. Pro modelování je vhodnější více cest, až 17.
  - c. Třetí kanál (REF 3) vykazuje podobné vlastnosti jako druhý. Zvlnění frekvenční odezvy je stále mírné. Pro modelování je opět vhodnější více cest, okolo 15.
- 2) Referenční kanál pro třídu 250 m
  - a. Referenční kanál 4 (REF 4) nevykazuje zřejmé frekvenční úniky, kromě jednoho. Pro modelování je vhodné použít 14 cest.
  - b. Referenční kanál 5 (REF 5) může dosáhnout až kritického útlumu 80 dB, zvlnění frekvenční odezvy je poměrně hluboké. Pro modelování je dostačující 12 cest.
- 3) Referenční kanál pro třídu 350 m
  - a. Referenční kanál 6 (REF 6) je založen na měření vedení s velmi málo odbočkami a vykazuje velký útlum. Pět cest je dostačujících pro modelování.
  - b. Referenční kanál 7 (REF 7) vykazuje zřejmé vruby ve frekvenční odezvě s velkým útlumem. Třináct cest je potřebných pro modelování.
  - c. Referenční kanál 8 (REF 8) vykazuje velký útlum i na nízkých kmitočtech, díky tomu je impulzní odezva krátká. Šest cest je potřebných pro modelování.

Poslední kanál (REF 9) je definován jako teoretický a není odvozen z měření. Proto ho dále nebudeme uvažovat.

Parametry těchto kanálů budou sloužit jako vstupní data do vytvořeného generátoru přenosových funkcí.

### Generátor přenosových funkcí (hybridní-statistický model vedení)

PLC generátor je založen na modelu vícecestného šíření, který velmi dobře reflektuje nespojitost vedení a nepřizpůsobené zátěže. Frekvenční odezva kanálu byla odvozena v kapitole 4.2.2 a je dána rovnicí:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{(a_0 + a_1 f^k) l_i} \cdot e^{-j2\pi f \tau_i}, \quad (6.21)$$

kde  $N$  je počet cest,  $g_i$  je váha cesty reprezentující odrazy a faktory přenosu podél cesty a  $l_i$  je délka cesty.

Počet cest  $N$  je v generátoru modelováno jako Poissonův proces s intenzitou  $\lambda$ , váha cesty  $g_i$  je modelována rovnoměrným rozdělením z intervalu  $(-1,1)$ . První váha cesty  $g_0$  má přiřazenou délku  $l_0$ , která je získána jako náhodná hodnota z exponenciálního rozložení s intenzitou  $\lambda$  a ostatní délky jsou získány podle Poissonova procesu s intenzitou  $\lambda$ . Ostatní proměnné  $a_0$ ,  $a_1$  a  $k$  jsou konstanty a jsou voleny podle specifikace kanálu.

Poissonův proces je charakterizován parametrem  $\lambda$ , nazývaným intenzita, a určuje počet událostí v časovém intervalu  $(t, t + \tau)$  určeného Poissonovým rozložením s parametrem  $\lambda\tau$ . Čas mezi výskyty těchto událostí je dán exponenciálním rozložením s parametrem  $\lambda$ . Tento vztah je dán rovnicí:

$$P[(N(t + \tau) - N(t)) = k] = \frac{e^{-\lambda\tau} (\lambda\tau)^k}{k!} \quad k = 0, 1, \dots \quad (6.22)$$

kde  $N(t + \tau) - N(t) = k$  je počet událostí v časovém intervalu  $(t, t + \tau)$ .

Ve vytvořeném generátoru je časový interval dán maximální délkou cesty  $L_{\max}$ , tím vznikne pevný interval  $[0, L_{\max}]$ . Generátor vygeneruje náhodné události s intenzitou  $\lambda$  a počet cest  $N$  je celkový počet událostí v daném intervalu.

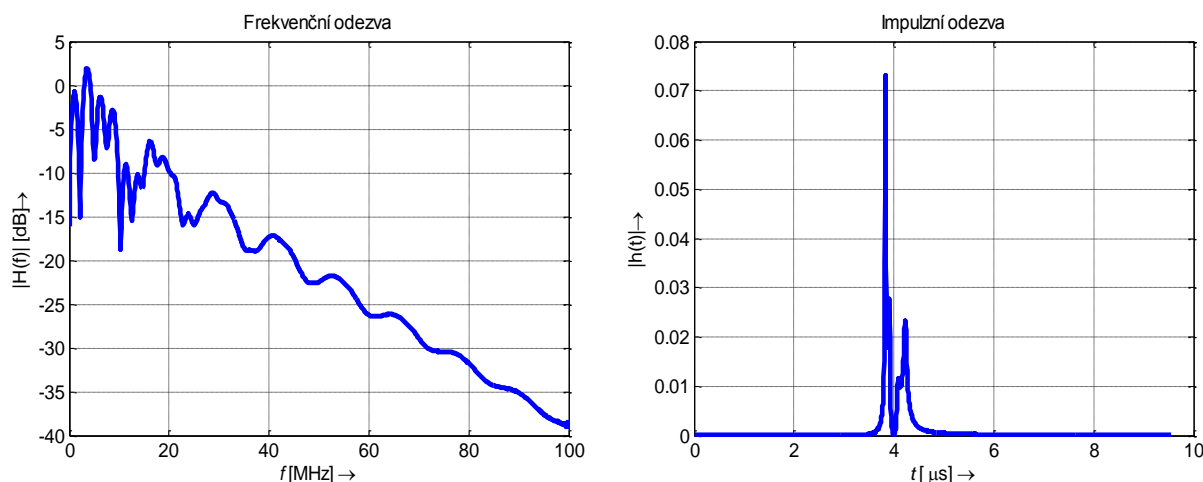
### Parametry referenčních kanálů

Tab. 6.3 zobrazuje parametry referenčního kanálu 1. Obr. 6.20 zobrazuje modul přenosové funkce  $H(f)$  a impulzní odezvu  $h(t)$  pro referenční kanál 1 vygenerovanou na základě hybridně-statistického modelu vedení. Parametry ostatních kanálů jsou uvedeny v příloze A. Takto vygenerované frekvenční a impulzní odezvy budou použity do PLC komunikačního modelu.

Tab. 6.3: Parametry referenčního kanálu 1.

Parametry útlumu:  $a_0 = 0,1 \cdot 10^{-15} \text{ m}^{-1}$ ,  $a_1 = 1,65 \cdot 10^{-9} \text{ m}^{-1}$ ,  $\lambda = 0,025$ ,  $L_{\max} = 150 \text{ m}$

Parametry cesty:	$i$	$l_i$ [m]	$g_i$
	1	24,065	0.674
	2	40,682	-0.402
	3	73,397	0.286
	4	102,001	-0.038
	5	103,956	-0.877



Obr. 6.20: Frekvenční odezva a impulzní odezva referenčního kanálu 1.

## 6.4 Model vedení založený na náhodných parametrech pro vnitřní vedení

Cílem této kapitoly je popsat vytvořený generátor přenosových funkcí pro nízkonapěťové distribuční vedení uvnitř budov (vnitřní vedení).

Parametry silnoprůdého vedení jsou extrémně závislé na síťové topologii. Generátor umožní získat věrohodnou odezvu kanálu, která může být použita pro testování nových přenosových technik.

Na základě aspektů pro referenční kanál popsaných v kapitole 4.2.7 byl sestaven generátor přenosových funkcí založený na modelu kaskádních dvojbranů pro vnitřní PLC systémy. Úplnou topologii distribuční sítě nemůžeme vždy znát, protože se v čase náhodně mění v závislosti na připojených či odpojených spotřebičích. Z toho důvodu jsou vstupní parametry generátoru generovány náhodně, jak je tomu v reálné síti. Jelikož zařízení připojená do silnoprůdové sítě vykazují periodické časově proměnné chování, je v generátoru silnoprůdové vedení uvažováno jako LTI kanál a také LPTV kanál. Model dále počítá s dlouhodobými i krátkodobými změnami či kolísáním parametrů vedení.

Díky náhodným parametrům je vedení a topologie pro každý případ rozdílná, což je vhodné pro silnoprůdové vedení díky neustále se měnící topologii. Předpokladem je, že impulzní odezva je konstantní pro určitý čas a poté se změní pro novou topologii (většinou náhodně).

### 6.4.1 LTI generátor vedení

Podle postupu uvedeného v kapitole 4.2.7 jsou jako vstupní parametry LTI generátoru přenosových funkcí pro vnitřní PLC systémy zadávány tyto hodnoty:

- *Parametry silnoprůdových kabelů.* Na základě měření popsaného v kapitole 5 je možné v generátoru zvolit typ kabelu:
  - CYKY průřezu 3x1,5 ; 3x2,5 ; 3x4,
  - CYKYLo průřezu 3x1,5 ; 3x2,5,

- AYKY průřezů 4x6 ; 4x10.
- *Topologie.* Na základě literatury [67] byly odvozeny parametry nutné k určení typu topologie. Tyto parametry jsou počet sekcí, počet otevřených větví a délky sekcí. V Tab. 6.4 jsou uvedeny hodnoty pro vnitřní vedení a v generátoru jsou náhodně voleny rovnoměrným rozdělením. Model je založen na modelu kaskádních dvojbranů (kapitola 4.2.3). Zvolené sekce jsou náhodně vybírány z topologie na Obr. 6.4 vynecháním kaskádních matic  $\mathbf{A}_i$  (Obr. 6.8) podle typu topologie.
- *Délka sekcí.* Podle velikosti topologie jsou náhodně rovnoměrným rozdělením voleny délky vedení z intervalu v Tab. 6.4.
- *Zátěž.* Impedance zátěže odboček vedení je generována náhodně rovnoměrným rozdělením podle zvoleného scénáře. Na základě měření [73] je impedance zátěže rozdělena do tří skupin uvedených v kapitole 4.2.7. V generátoru přenosových funkcí pro vnitřní vedení byly vytvořeny čtyři scénáře:
  - První scénář  $\mathbf{Z}_1$  představuje otevřený obvod (naprázdno).
  - Druhý scénář  $\mathbf{Z}_2$  představuje různé impedance připojené ke koncovému bodu, jedná se o impedance odpovídající malé impedanci, standardní impedanci, podobné charakteristické impedanci vedení  $Z_C$ , vysoké impedanci a zakončení naprázdno.
  - Třetí scénář  $\mathbf{Z}_3$  představuje konstantní hodnoty impedance.

Matice  $\mathbf{Z}$  představující zátěže těchto tří scénářů jsou následující:

$$\mathbf{Z}_1 = [1 \cdot 10^8, 100, 1 \cdot 10^8, 100, 1 \cdot 10^8],$$

$$\mathbf{Z}_2 = [5, 50, 75, 1000, 1 \cdot 10^8],$$

$$\mathbf{Z}_3 = [150, 150, 150, 150, 150].$$

- Čtvrtý scénář modelu umožňuje generování impedance zátěže podle kmitočtově selektivní funkce (rovnice (4.29)) s parametry rezistence v rezonanci  $R$ , rezonanční frekvence  $\omega_0$  a faktor kvality  $Q$ . Vhodné hodnoty těchto parametrů jsou  $R \in \{200, 1800\} \Omega$ ;  $Q \in \{5, 25\}$  a  $\omega_0/2\pi \in \{2, 28\}$  MHz.

Tab. 6.4: Hodnoty pro generování náhodných topologií.

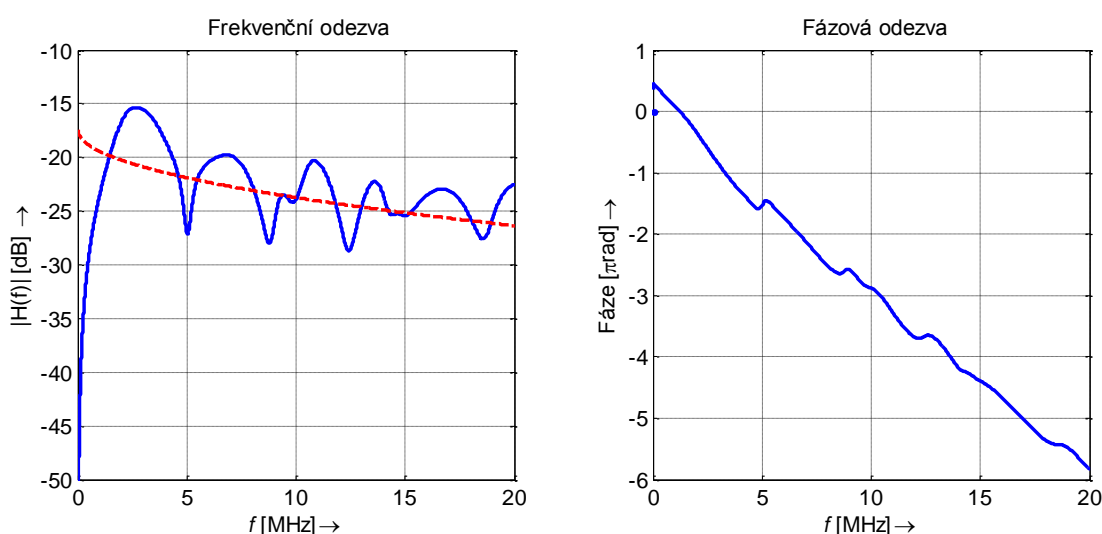
Typ topologie (oblast, m <sup>2</sup> )	Počet sekcí	Počet otevřených větví	Délka sekcí (m)
<b>Malá (60)</b>	5-6	5	4-6
<b>Střední (100)</b>	7-8	6-7	5-10
<b>Velká (200)</b>	9-10	7-8	10-20

#### Ukázka výstupních hodnot LTI generátoru vedení

Tato podkapitola ukáže výstup navrženého LTI generátoru pro vnitřní vedení. Podrobná analýza pro různé scénáře je provedena v kapitole 7.2. Generátor přenosových funkcí pro vnitřní vedení a jeho popis je dostupný na [90].

Na Obr. 6.21 je zobrazen modul a fáze přenosové funkce vygenerované náhodně na základě výše popsaného postupu pro střední topologii s těmito náhodně vygenerovanými parametry:

- CYKY průřezu 3x2,5.
- Střední topologie, počet sekcí: 7, vynechané sekce 2, 4, 7.
- Impedance odboček  $\mathbf{Z} = [T3, T4, T5, T6, T7, T8] = [50, 1e8, 50, 1000, 75, 75]$ .
- Délky vedení:  $[lt_{11}, lc_{21}, lc_{32}, lc_{43}, lt_{24}, d_{br1}, d_{br2}, d_{br3}, d_{br4}, d_{br5}, d_{br6}] = [6, 7, 9, 9, 6, 6, 8, 8, 7, 6, 10, 5, 6]$ .
- Průměrný útlum střední topologie vnitřního vedení se 7 sekcemi je -23,01 dB.
- Koherentní šířka pásma stanovená s hladinou 0,9 podle rovnice (4.28): 964 kHz.



Obr. 6.21: Přenosová funkce náhodné střední topologie pro vnitřní vedení.

Červený průběh na Obr. 6.21 představuje proložení modulové kmitočtové charakteristiky a je získán rovnicí útlumu vyjádřenou:

$$|H(f)| = a\sqrt{f} + b, \quad (6.23)$$

kde  $a$  a  $b$  jsou získány na základě metody nejmenších čtverců.

#### 6.4.2 LPTV generátor vedení

Silnoproudé vedení se vyznačuje krátkodobými změnami způsobenými faktem, že vysokofrekvenční parametry elektrických zařízení jsou závislé na okamžité amplitudě síťového napětí. Tento jev vede k modelu kanálu založenému na lineárním periodickém časově proměnném systému.

LPTV generátor vedení používá stejné vstupní hodnoty jako LTI generátor, s výjimkou impedancí zátěže. Impedance zátěže odboček u LPTV generátoru vedení jsou časově proměnné.

Impedance zátěže je realizována časově proměnnou funkcí podle rovnice (4.30), kde  $Z$  má konstantní hodnotu,  $Z_2$  je kmitočtově selektivní funkce a  $\phi$  je generována uniformním rozdělením mezi 0 a  $\pi$ .

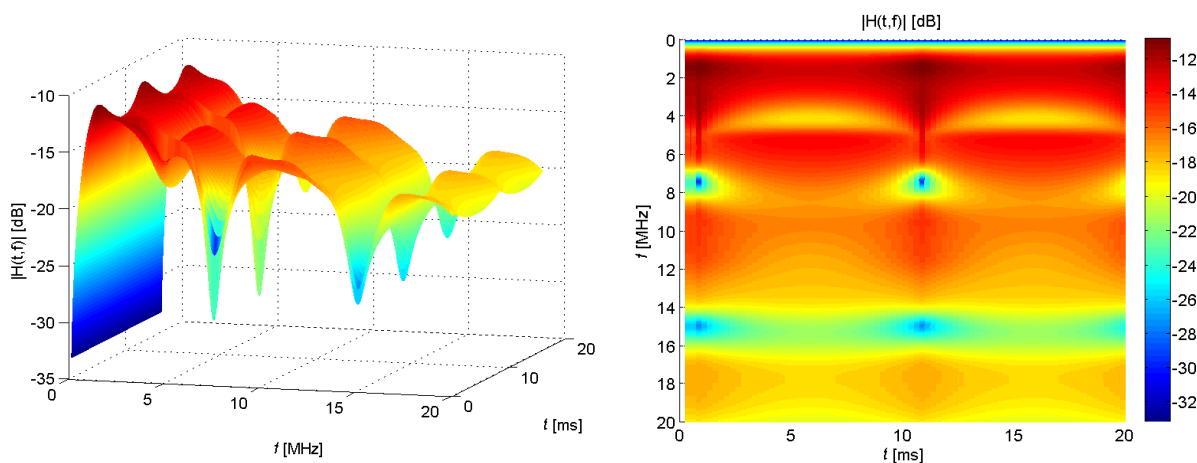
### Ukázka výstupních hodnot LPTV generátoru vedení

Tato podkapitola ukáže výstup navrženého LPTV generátoru pro vnitřní vedení. Podrobná analýza pro různé scénáře je provedena v kapitole 7.3. Generátor přenosových funkcí pro vnitřní vedení a jeho popis je dostupný na [90].

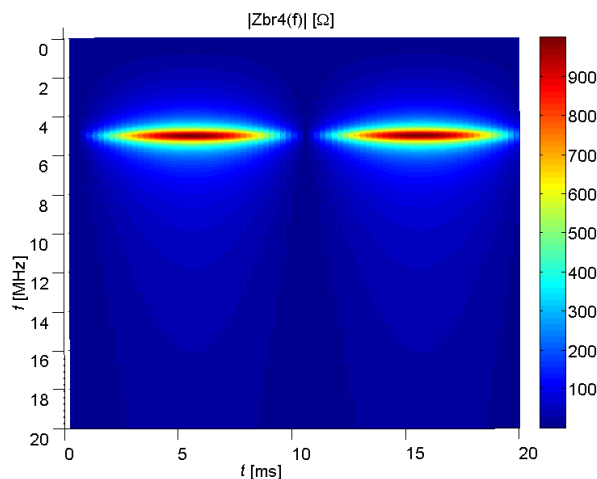
Na Obr. 6.22 je zobrazen modul časově-proměnné přenosové funkce generován náhodně na základě výše popsaného postupu pro střední topologii s těmito náhodně vygenerovanými parametry:

- CYKY průřezu 3x2,5.
- Střední topologie, počet sekcí: 7, vynechané sekce 3, 5, 9.
- Impedance odbočky T6  $Z_{br4}(Z_{eq3})$  časově proměnná funkce, viz Obr. 6.23.
- Délky vedení:  $[l_{t11}, l_{c21}, l_{c32}, l_{c43}, l_{t24}, d_{br1}, d_{br2}, d_{br3}, d_{br4}, d_{br5}, d_{br6}] = [5, 8, 6, 10, 8, 6, 5, 6, 8, 10, 5, 6, 7]$ .

Z Obr. 6.22 je vidět patrná časová proměnnost modulu přenosové funkce: frekvenční odezvy. Konkrétně se jedná o krátkodobou proměnnost s periodou síťového napětí 20 ms (50 Hz). Obr. 6.23 zobrazuje periodickou plynulou změnu impedance zátěže. Z těchto výsledků vyplývá, že je nutno v modelech uvažovat časovou proměnnost přenosové funkce a používat modely LPTV nebo jejich zjednodušení.



Obr. 6.22: Frekvenční odezva LPTV vedení pro střední topologii.



Obr. 6.23: Časově-frekvenční variace impedance zátěže  $Z_{br4}(Z_{eq3})$ .

## 6.5 Modely rušení

Na vedení se dále superponují různé druhy rušení, popsané v kapitole 1.4.3, které mají také podstatný vliv na PLC komunikaci. Z tohoto důvodu se tato kapitola zabývá realizací modulů rušení, které budou použity k analýze a rozboru vlivu rušení na datovou komunikaci. Modely rušení byly navrženy v simulačním prostředí Simulink verze 7.2.

Dílič výsledky modelování rušení a šumu byly publikovány v [14].

### 6.5.1 Obecný šum prostředí

Na základě měření provedeného v literatuře [71] a [76] lze šum na pozadí a úzkopásmový šum sloučit pro účely modelování dohromady, jelikož jejich trvání je stacionární delší dobu než u synchronního impulzního rušení. Obecný šum prostředí vzniklý sloučením šumu na pozadí a úzkopásmového šumu má dobu trvání v řádech sekund až minut. Zatímco časová proměnnost synchronního impulzního rušení je v řádech  $\mu s$  nebo  $ms$ .

Pro účely modelování je obecný šum prostředí (GBN), uvažovaný jako superpozice šumu na pozadí (BN) a úzkopásmového šumu (NaN), popsán rovnicí:

$$N_{GBN}(f) = N_{BN}(f) + \sum_{k=1}^B N_{NaN}^{(k)}(f), \quad (6.24)$$

kde  $N_{BN}(f)$  je spektrální výkonová hustota šumu na pozadí a  $N_{NaN}(f)$  je spektrální výkonová hustota úzkopásmového šumu.

V kapitole 1.4.3 byl šum na pozadí popsán rovnicí (1.23), díky dalšímu výzkumu publikovanému v [71] lze určit konstanty v rovnici (1.23) pro domácí a průmyslové prostředí takto:

$$N_{BN}(f) = -35 + 35 \cdot e^{-\frac{f[MHz]}{3.6}} \quad (\text{domácí prostředí}) \quad (6.25)$$

$$N_{BN}(f) = -33 + 40 \cdot e^{-\frac{f[MHz]}{8.6}} \quad (\text{průmyslové prostředí}) \quad (6.26)$$



Model úzkopásmového šumu lze určit pomocí Gaussovy funkce:

$$N_{\text{NaN}}^{(k)}(f) = A_k \cdot e^{-\frac{(f-f_{0,k})^2}{2 \cdot B_k^2}} \quad (6.27)$$

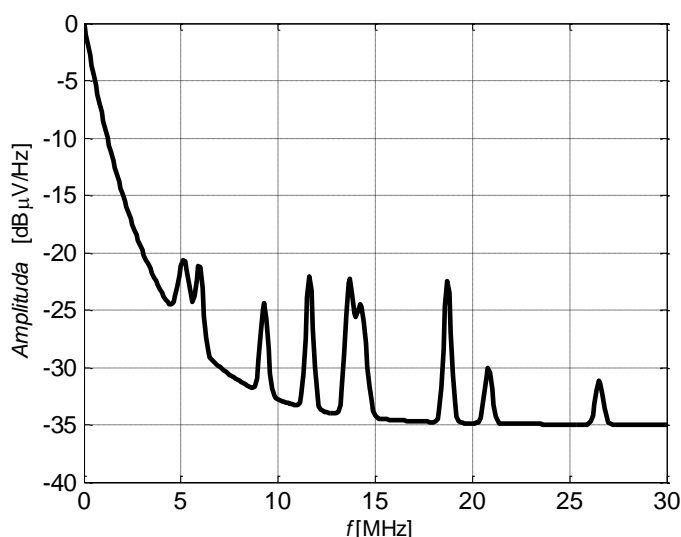
kde  $A_k$  je amplituda,  $f_{0,k}$  je střední kmitočet a  $B_k$  je šířka pásma Gaussovy funkce.

Na základě měření provedeného v článku [77] bylo pro výpočet šířky pásma  $B_k$  použito exponenciální rozdělení s parametry v Tab. 6.5. Pro výpočet amplitudy  $A_k$  bylo použito normální rozdělení a logaritnicko-normální rozdělení s parametry v Tab. 6.5.

Tab. 6.5: Charakteristické hodnoty rozložení pravděpodobnosti pro úzkopásmový šum

$f$	$B_k$	$A_k$
[MHz]	Exponenciální rozdělení	Normální rozdělení (N) Logaritnicko-normální rozdělení (LN)
0 - 10	$\lambda_B = 0,30$ $B_{\min} = 0,19$	$\sigma_A = 19,2$ N $\mu_A = 6,5$ N
10 - 20	$\lambda_B = 0,45$ $B_{\min} = 0,19$	$\sigma_A = 16,6$ N $\mu_A = 4,8$ N
20 - 30	$\lambda_B = 0,20$ $B_{\min} = 0,19$	$\sigma_{L,A} = 1,5$ LN $\mu_{L,A} = 0,7$ LN

Na Obr. 6.24 je model výsledného šumu prostředí složeného ze šumu na pozadí a úzkopásmového šumu pro domácí prostředí. Z Obr. 6.24 lze vidět, že šum na pozadí se pohybuje mezi -30 až -35 dB $\mu$ V/Hz, nad touto hladinou lze vidět výrazné impulzy úzkopásmového šumu.



Obr. 6.24: Obecný šum prostředí pro domácí prostředí.

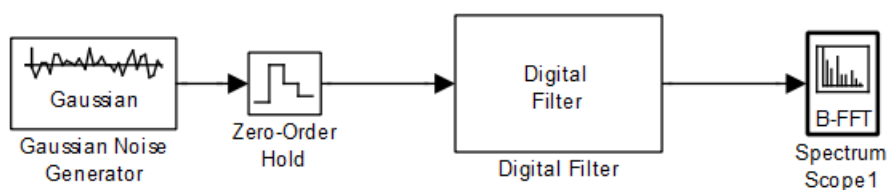
### 6.5.2 Šum na pozadí

Podle literatury [76] lze šum na pozadí modelovat pomocí filtrování zdroje bílého šumu podle Obr. 6.25.

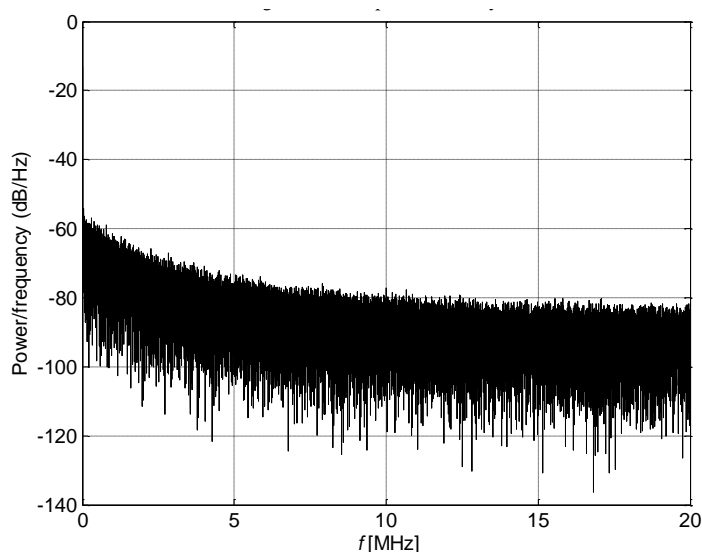


Obr. 6.25: Model šumu na pozadí.

Měření šumu na pozadí provedená v literatuře [77] ukazují, že síly rušení jsou dost odlišné a mají různé průběhy pro různé prostředí. Exponenciální průběh je ale většinou dominantní. Model šumu na pozadí je zobrazen na Obr. 6.26. Byl použit filtr typu FIR s konečnou impulsní charakteristikou. Na Obr. 6.27 je vidět spektrální hustota výkonu šumu na pozadí. Namodelovaný šum pozadí je konstantní skoro v celém kmitočtovém pásmu, přibližně -95 dB/Hz.



Obr. 6.26: Model šumu na pozadí.



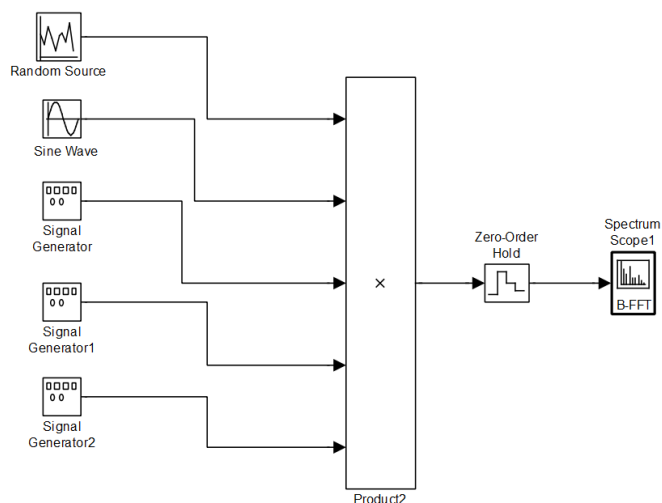
Obr. 6.27: Spektrální výkonová hustota šumu na pozadí.

PSD šumu na pozadí se mění v čase velmi málo, takže parametry šumu pro PLC model se mění pouze pro novou simulaci nebo nový scénář simulace (změna prostředí).

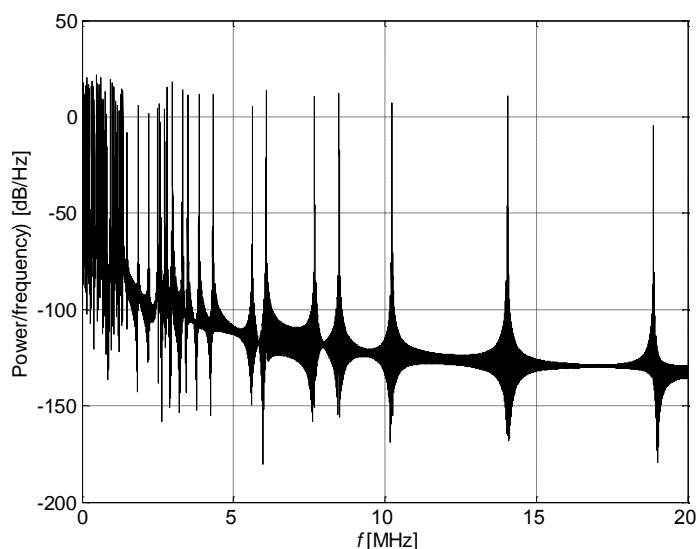
### 6.5.3 Úzkopásmové rušení

Jak bylo popsáno v kapitole 1.4.3, úzkopásmové rušení lze popsat superpozicí  $N$  nezávislých sinusovek rovnicí (1.24). Ukázka modelu úzkopásmového rušení pro 3 sinusovky je zobrazena na Obr. 6.28. Spektrální výkonová hustota pro 100 nezávislých sinusovek s náhodně genero-

vanými parametry je znázorněna na Obr. 6.29. Z obrázku jsou patrná dominantní pásma úzkopásmového rušení do 20 MHz.



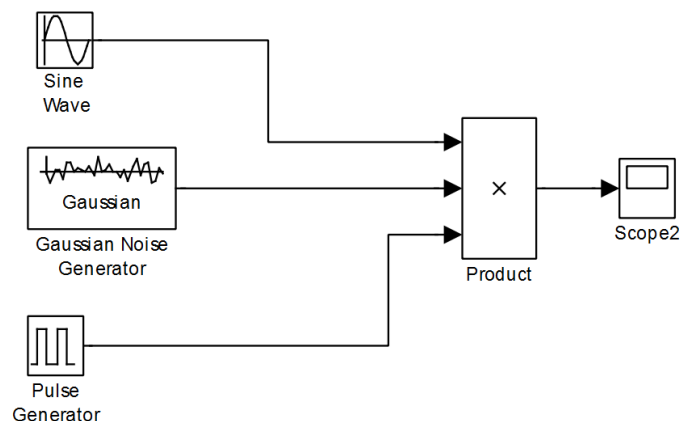
Obr. 6.28: Model úzkopásmového rušení.



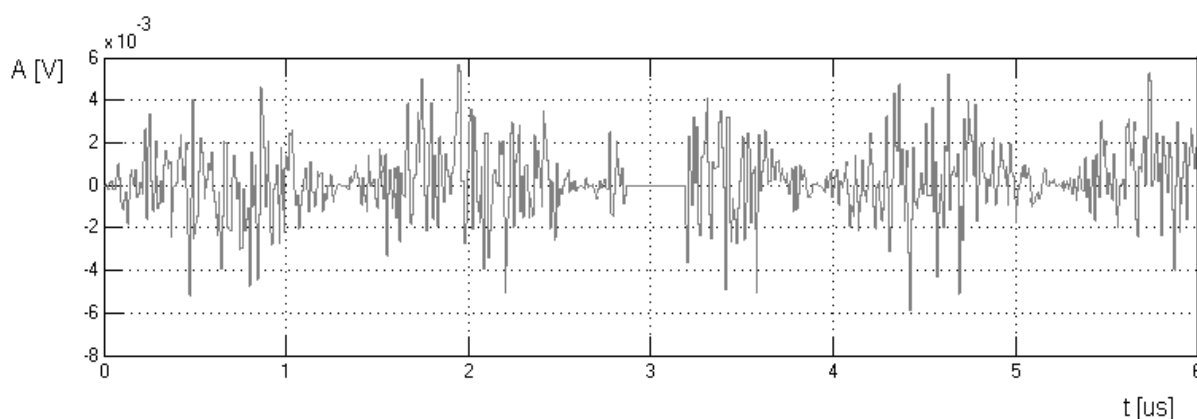
Obr. 6.29: Spektrální výkonová hustota úzkopásmového rušení.

#### 6.5.4 Periodické synchronní impulsní rušení

Model periodických synchronních impulsů (vztahených ke kmitočtu signálu síťového vedení) byl složen z generátoru sinusového průběhu, pulzního generátoru a generátoru bílého šumu (nekorelovatelný gaussovský šum). Model periodického synchronního rušení je zobrazen na Obr. 6.30. Průběh periodického synchronního impulsního rušení je uveden na Obr. 6.31.



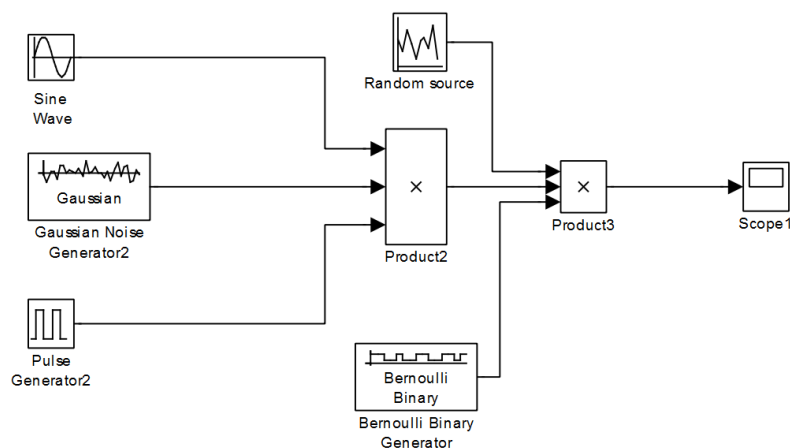
Obr. 6.30: Model rušení – periodické synchronní impulsní rušení.



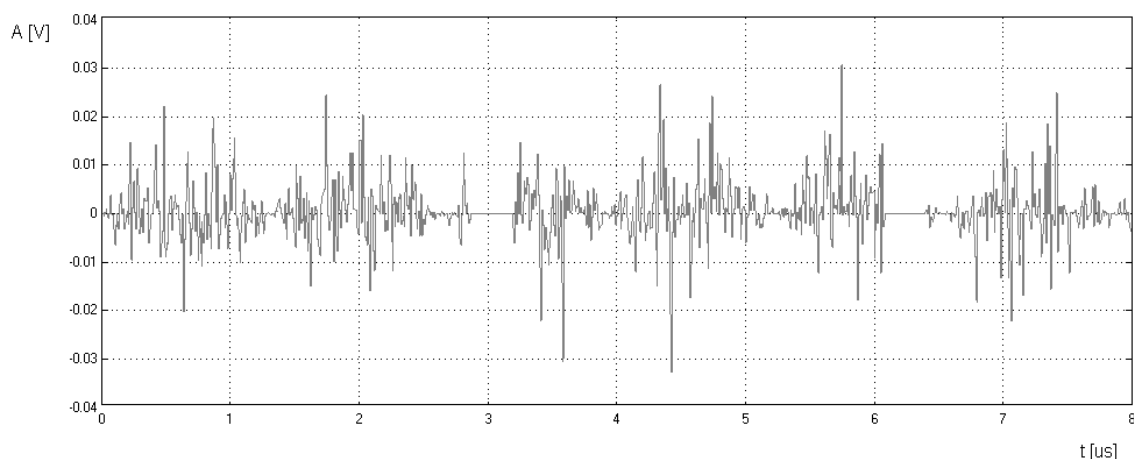
Obr. 6.31: Průběh periodického synchronního impulsního rušení.

### 6.5.5 Periodické asynchronní impulsní rušení

Toto rušení se vyznačuje opakujícími se impulsy mezi 50 kHz a 200 kHz a dobou trvání od několika  $\mu\text{s}$  až ms. Model periodického impulsního asynchronního rušení je znázorněn na Obr. 6.32. Bernoulliho binární generátor v modelu zajistí náhodný časový průběh a náhodnou délku impulsu. Blok *Random Source* v modelu generuje náhodné špičky. Průběh periodického asynchronního impulsního rušení je zobrazen na Obr. 6.33.

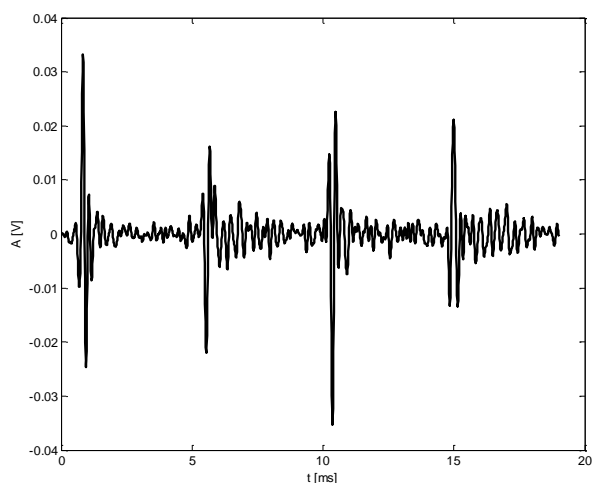


Obr. 6.32: Model periodického asynchronního impulsního rušení.



Obr. 6.33: Průběh periodického asynchronního impulsního rušení.

Průběh modelovaného periodického asynchronního impulsního rušení odpovídá měřením provedeným v literatuře [78] nebo na Obr. 6.34 [79].



Obr. 6.34: Změřený průběh periodického asynchronního impulsního rušení.

## 6.6 Návrh algoritmu pro určení topologie vedení

V reálné síti nikdy neznáme topologii distribuční sítě, jelikož spotřebiče se mohou připojovat a odpojovat zcela náhodně v závislosti na lidské aktivitě. Proto byly navrženy generátory přenosových funkcí pro venkovní a vnitřní vedení. Tento generátor pro venkovní vedení využívá statistického odvození vlastností vedení a následného modelování na základě pravděpodobnostních rozložení, kdy vstupními daty jsou délka a odhad velikosti rušení. Generátor pro vnitřní vedení je založen na náhodných parametrech pro určitý typ scénáře (velikost topologie).

Pokud ale pro simulace nestačí pouze odhad přenosové funkce ze znalosti délky vedení nebo odhad přenosové funkce na základě velikosti topologie a náhodného generování parametrů, je nutné navrhnout postup pro přesné určení topologie pro získání co nejpřesnější přenosové funkce. Dále pro plánování a návrh komunikačního systému je nutné znát chování a charakteristiky komunikační trasy. Z těchto důvodů se tato kapitola bude věnovat alternativě

k vytvořeným generátoru a to k návrhu algoritmu pro určení přesné topologie vedení, přenosové funkce a šumových poměrů na vedení.

### **Motivace**

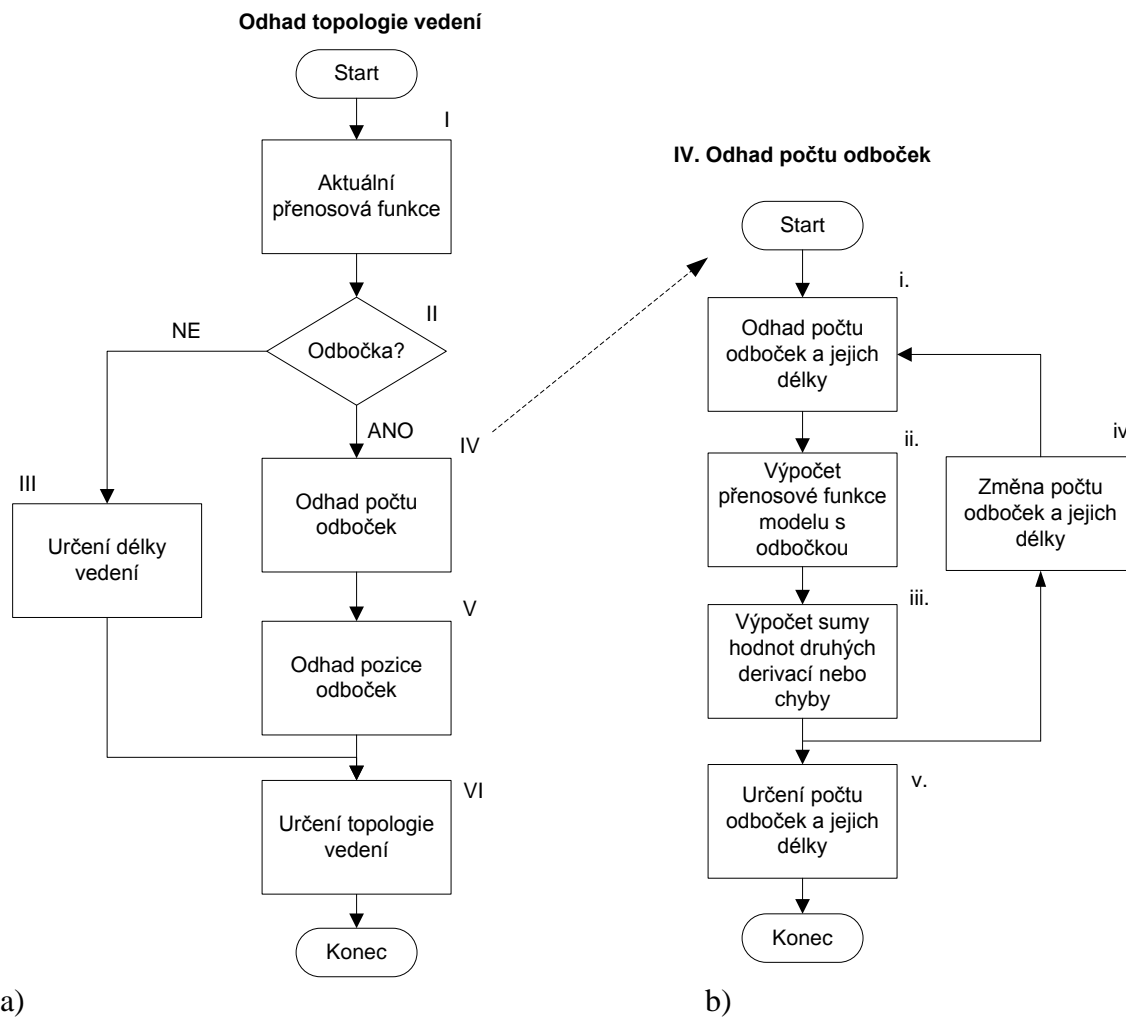
- Určení přesné topologie vedení, přenosové funkce a šumových poměrů na vedení.
- Alternativa k vytvořeným generátorům v kapitolách 6.3 a 6.4.

Obdobný nástroj nazvaný „Power Line Analyzing TOol“ (iPLATO) prezentovaný v knize [74] a představený poprvé na ISPLC'99 [80] umožňuje odhad přenosové funkce kanálu a šumových poměrů a je možné ho implementovat jako real-time systém. iPLATO provádí odhad přenosové funkce nebo impulsní odezvy na základě vyslaného známého signálu z vysílače a analyzovaného na přijímací straně. Šumová analýza je založena na databázi změřených hodnot typických zdrojů rušení a následném porovnání.

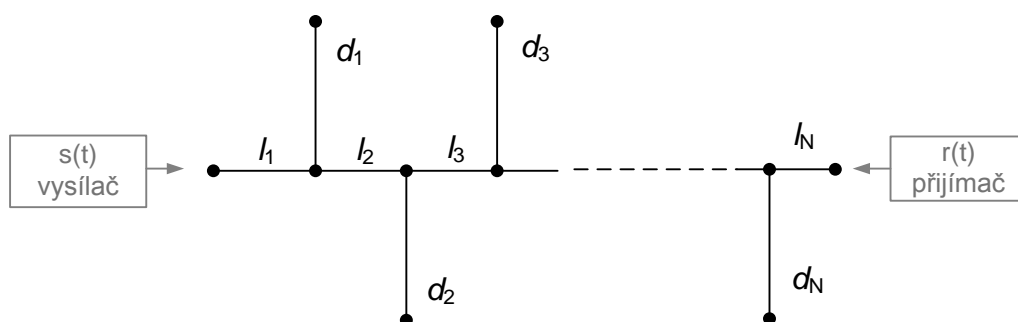
U Digital Subscriber Line (DSL) systému je navrhnut podobný algoritmus pro odhad přenosové funkce a počtu odboček založený na druhé derivaci přenosové funkce [81].

Na základě kombinace těchto dvou přístupů byl navržen algoritmus pro odhad topologie vedení, aktuální přenosové funkce a šumových poměrů.

Vývojový diagram na Obr. 6.35 a) znázorňuje systém pro určení topologie vedení. Tento algoritmus určení topologie vedení umožní rychlou a efektivní analýzu a diagnostiku komunikační cesty distribučního vedení. Algoritmus integruje systém pro odhad kanálu, šumovou analýzu a následné vyhodnocení komunikační trasy.



Obr. 6.35: a) Vývojový diagram algoritmu pro odhad topologie vedení, b) Vývojový diagram pro odhad počtu odboček a jejich délky.



Obr. 6.36: Komunikační model.

## I. Zjištění aktuální přenosové funkce

Na straně vysílače i přijímače (Obr. 6.36) je testovací aparatura pro zjištění přenosové funkce distribuční sítě. Je vytvořen testovací signál o známé spektrální hustotě výkonu (PSD) a známém frekvenčním rozsahu a obě komunikující strany tento signál znají. Testovací signál je vyslán z vysílače do přijímače, testovací aparatura na straně přijímače změří tento signál a

vypočte aktuální přenosovou funkci vedení na základě známých parametrů testovacího signálu a změřených parametrů útlumu, rušení a zkreslení přijatého signálu.

Pro real-time měření přenosové funkce je vhodné dynamicky měnit parametry testovacího signálu, například z nějaké databáze. Proto mohou být parametry testovacího signálu měněny během přenosu nebo vyjednány před samotným přenosem a uloženy na obou stranách.

Z měření přenosové funkce lze zjistit i odstup signálu od šumu a provést analýzu rušení na vedení. Analýza rušení je možná na základě databáze všech typů rušení popsanych v kapitole 1.4.3 získaných měření a následným porovnáváním s výsledky algoritmu.

Vylepšení přesnosti měření aktuální přenosové funkce a odstranění vlivu rušení je možno kombinací těchto metod:

- 1) Provedení testování vícekrát a zprůměrování aktuální přenosové funkce pro redukci rušení.
- 2) Provedení filtrace (medián, mean) aktuální přenosové funkce [82]. Filtrace mediánem je efektivní pro odstranění impulsního rušení. Mean filtr je efektivní pro odstranění Gaussovského bílého šumu.

## II. Zjištění odbočky vedení

Přenosová funkce může být také získána na základě modelů vícecestného šíření nebo modelů kaskádních dvojbranů, viz kapitoly 4 a 6.2. Pokud je na vedení odbočka, tak impedanční nepřizpůsobení ovlivní přenosovou funkci, viz výsledky simulací v kapitole 7.1. Na základě simulací v kapitole 7.1 víme, že délka přímého vedení nemá vliv na tvar přenosové funkce a také víme, že pozice odbočky neovlivní přenosovou funkci.

V pozici II na diagramu na Obr. 6.35 a) je aktuální přenosová funkce porovnána s určenou hladinou a podle toho je rozhodnuto, zda je na vedení odbočka či ne. Jednou z metod pro určení odbočky vedení je metoda druhé derivace [81]. Výpočtem sumy  $\Sigma$  druhých derivací aktuální přenosové funkce podle rovnice (6.28) v určeném frekvenčním rozsahu a porovnáním s hladinou určenou z ideálního modelu je určen výskyt odbočky.

$$\Sigma = \sum_{f=f_1}^{f_2} \frac{\partial^2 (|H_{změr}(f)|)}{\partial^2 f} \quad (6.28)$$

## III. Určení délky vedení

Pokud v pozici II na Obr. 6.35 a) je zjištěno, že na vedení není odbočka, tak se určí délka vedení. Délka vedení se určí na základě testovací aparatury v bodě I. Tímto je algoritmus ukončen s tím, že topologie je bez odboček.

## IV. Odhad počtu odboček

Vývojový diagram odhadu počtu odboček je zobrazen na Obr. 6.35 b). Odhad je navržen na určení počtu odboček a jejich délek na základě empirických hodnot nebo rozmístění sítě.

V pozici ii. je vypočtena přenosová funkce modelu pomocí kaskádně zapojených dvojbranů (viz kapitola 4.2.2 a 6.2.2).



Dále existují dvě možnosti porovnání přenosové funkce modelu a aktuální změřené přenosové funkce. První možností je vypočítat chybu (mean-square error) podle rovnice (6.29) mezi přenosovou funkcí modelu a aktuální změřenou přenosovou funkcí.

$$chyba = \sum_{i=1}^N (|H_{model}(d_{odhad}, f_i)| - |H_{změř}(f_i)|)^2 \quad (6.29)$$

Druhou možností je vypočíst druhou derivaci přenosové funkce s určenými odbočkami a porovnat ji s přenosovou funkcí modelu kaskádních dvojbranů.

### Příklad zjednodušené topologie

Budeme-li uvažovat pouze jednu odbočku délky  $d_1$  pro topologii na Obr. 6.36, bude přenosová funkce složena ze tří částí:

$$H(f) = H(l_1, f) \cdot H(d_1, f) \cdot H(l_2, f). \quad (6.30)$$

Jelikož pozice odbočky má minimální vliv na přenosovou funkci, lze délky vedení  $l_1$  a  $l_2$  sečíst  $l = l_1 + l_2$  a vznikne přenosová funkce  $H_{přím}(l, f)$  přímé vlny. Tímto bude rovnice (6.30) upravena do tvaru:

$$H(f) = H_{přím}(l, f) \cdot H(d_1, f). \quad (6.31)$$

V případě, že  $H(f) = H_{změř}(f)$ , přenosovou funkci přímé vlny šířící se od vysílače  $s(t)$  k přijímači  $r(t)$  lze vyjádřit jako:

$$H_{přím}(f) = \frac{H_{změř}(f)}{H(d_1, f)}, \quad (6.32)$$

kde  $H_{změř}(f)$  je aktuální přenosová funkce a  $H(d_1, f)$  je přenosová funkce odbočky.

V případě  $n$  dalších odboček lze přenosovou funkci přímé vlny vyjádřit jako:

$$H_{přím}(f) = \frac{H_{změř}(f)}{H(d_1, f) \cdot H(d_2, f) \cdot \dots \cdot H(d_n, f)}. \quad (6.33)$$

V pozici iii. na Obr. 6.35 b) je jednou z možností výpočtu využití druhé derivace (viz rovnice (6.34)). Hodnota délky odbočky  $d_1$  je volena a suma  $\Sigma$  druhé derivace přenosové funkce ve frekvenčním rozsahu  $f_1$  až  $f_2$  je vypočtena jako:

$$\Sigma = \sum_{f=f_1}^{f_2} \frac{\partial^2 \left( \left| \frac{H_{změř}(f)}{H(d_1, f)} \right| \right)}{\partial^2 f} = \sum_{f=f_1}^{f_2} \frac{\partial^2 (|H_{přím}(f)|)}{\partial^2 f} \quad (6.34)$$

Celý tento postup je v pozici iv. opakován se změněnou délkou odbočky a následně se změněným počtem odboček.

V pozici v. je výsledek několika simulací porovnán, délka odbočky a počet odboček odpovídající minimální hodnotě sumy  $\Sigma$  v rovnici (6.34) určuje počet odboček a jejich délku.

### V. Odhad pozice odboček

Obdobně pomocí výše popsaných metod lze určit pozice odboček na vedení.

### **Zhodnocení návrhu algoritmu**

Tento algoritmus umožní rychlou a efektivní analýzu a diagnostiku komunikační cesty distribučního vedení. Algoritmus odhadne topologie vedení a umožní určit šumové poměry na vedení. Představuje tak alternativu k vytvořeným generátorům pro venkovní a vnitřní vedení.

Na základě znalosti topologie, přenosové funkce a rušení, které se neustále mění, lze měnit parametry komunikace, jako je modulace a kódování, obdobně jako tomu je u bezdrátových systémů nebo DSL.

## 7 ANALÝZA A VÝSLEDKY SIMULACÍ MODELŮ

### 7.1 Generátor přenosových funkcí pro neznámou topologii vnitřních vedení

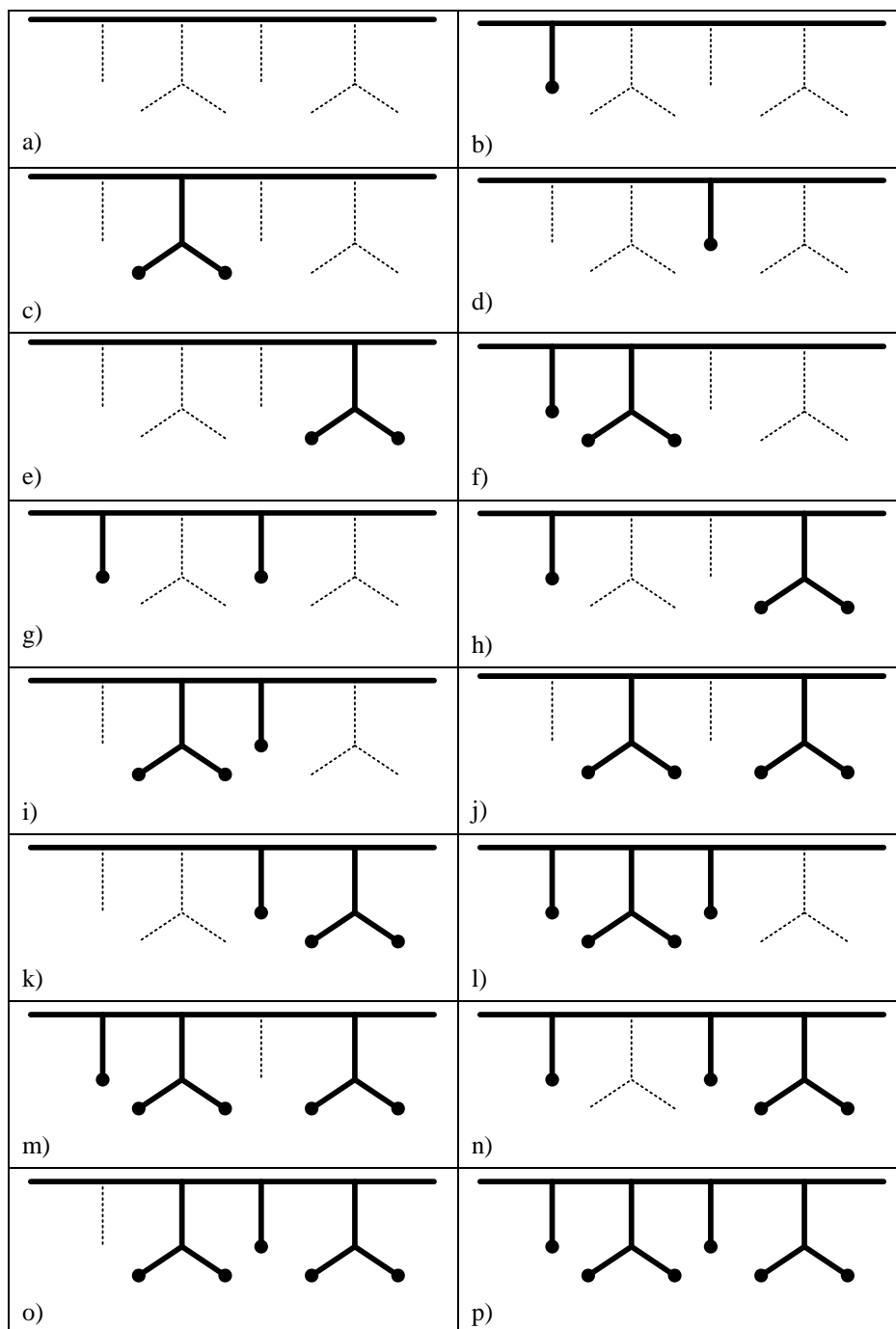
Pro zvýšení výkonnosti PLC komunikace je nutné nalézt odpovědi na následující otázky:

- Jaký vliv na odezvu signálu má různý počet odboček vedení?
- Ovlivní odezvu signálu změna délky odbočky?
- Jaký vliv na odezvu signálu má impedance zátěže odbočky?

V publikacích [29], [30], [33], [34], [37], [38], [39], [43], [53], [56], [69] a [72] zabývajících se těmito otázkami nebyla provedena systematická studie, která by podrobně a přesně odpověděla na tyto otázky.

Postup výpočtu přenosových funkcí pro zvolenou topologii distribuční sítě byl ukázán v kapitole 6.2. V reálné distribuční síti se topologie sítě mění připojením a odpojením spotřebičů náhodně v závislosti na lidské aktivitě, takže topologii distribuční sítě neznáme. Z toho důvodu byl v kapitole 6.4 vytvořen generátor přenosových funkcí pro vnitřní vedení. Následující kapitoly ukáží výsledky simulací generátoru přenosových funkcí pomocí modelů vícecestného šíření a kaskádních dvojbranů. Podrobnější informace o přenosových funkcích pro neznámou topologii a dílčí výsledky byly publikovány v [7].

Budeme předpokládat, že skutečná topologie distribuční sítě odpovídá Obr. 6.4. V generátoru se na základě volby typu topologie (kapitola 6.4.1) náhodně vygenerují sekce a jejich délky. Pro simulaci byly vygenerovány topologie nejvíce ovlivňující tvar přenosové funkce. Nejprve byla uvažována topologie bez odbočky. Postupně byly k této topologii připojovány jednotlivé odbočky a jejich vzájemné kombinace. Takto vzniklo šestnáct různých topologií. Všechny tyto topologie jsou uvedeny na Obr. 7.1, kde tučné čáry znamenají připojené odbočky k hlavní větvi a tečky znamenají připojené spotřebiče k odbočce. Čárkovaně jsou vyznačeny nepřipojené odbočky v celé topologii.



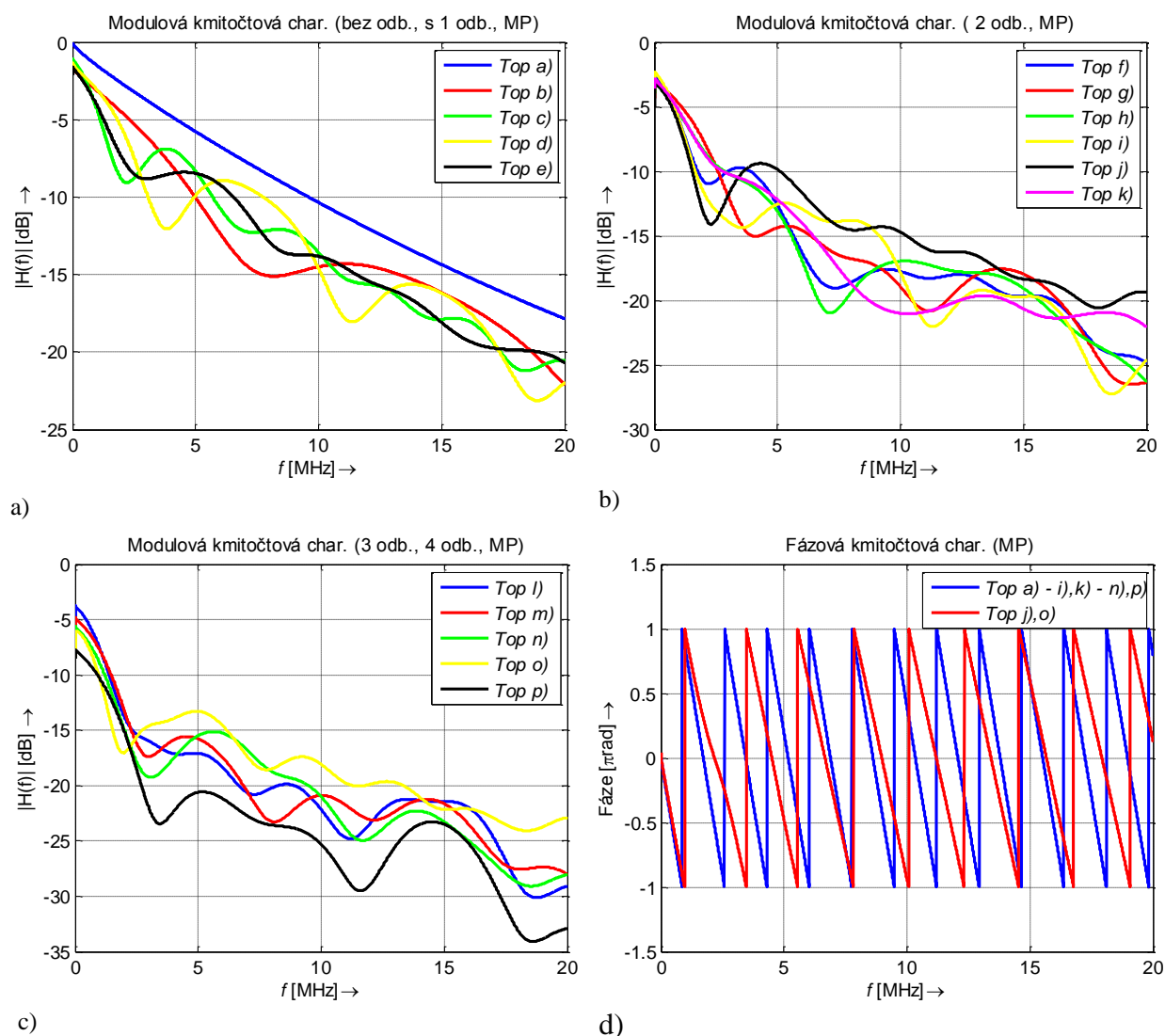
Obr. 7.1: Kombinace možných topologií distribuční sítě.

### 7.1.1 Vliv připojených odboček na přenosovou funkci

Pro určení vlivu jednotlivých odboček distribuční sítě byly pro uvedené topologie na Obr. 7.1 vypočítány přenosové funkce pomocí modelu vícecestného šíření (multipath (MP)) a modelu kaskádních dvojbranů (two-port (TP)).

Pro porovnání jsou nejprve zobrazeny podobné topologie do počtu odboček, poté následují nejrozumnější porovnání. Přenosové funkce topologií bez odbočky a s jednou odbočkou, vypočítané jako modely s vícecestným šířením signálu, jsou zobrazeny na Obr. 7.2 a). Z obrázku je patrný modrý průběh přenosové funkce topologie bez odbočky (Top a)), na kterém nedochází

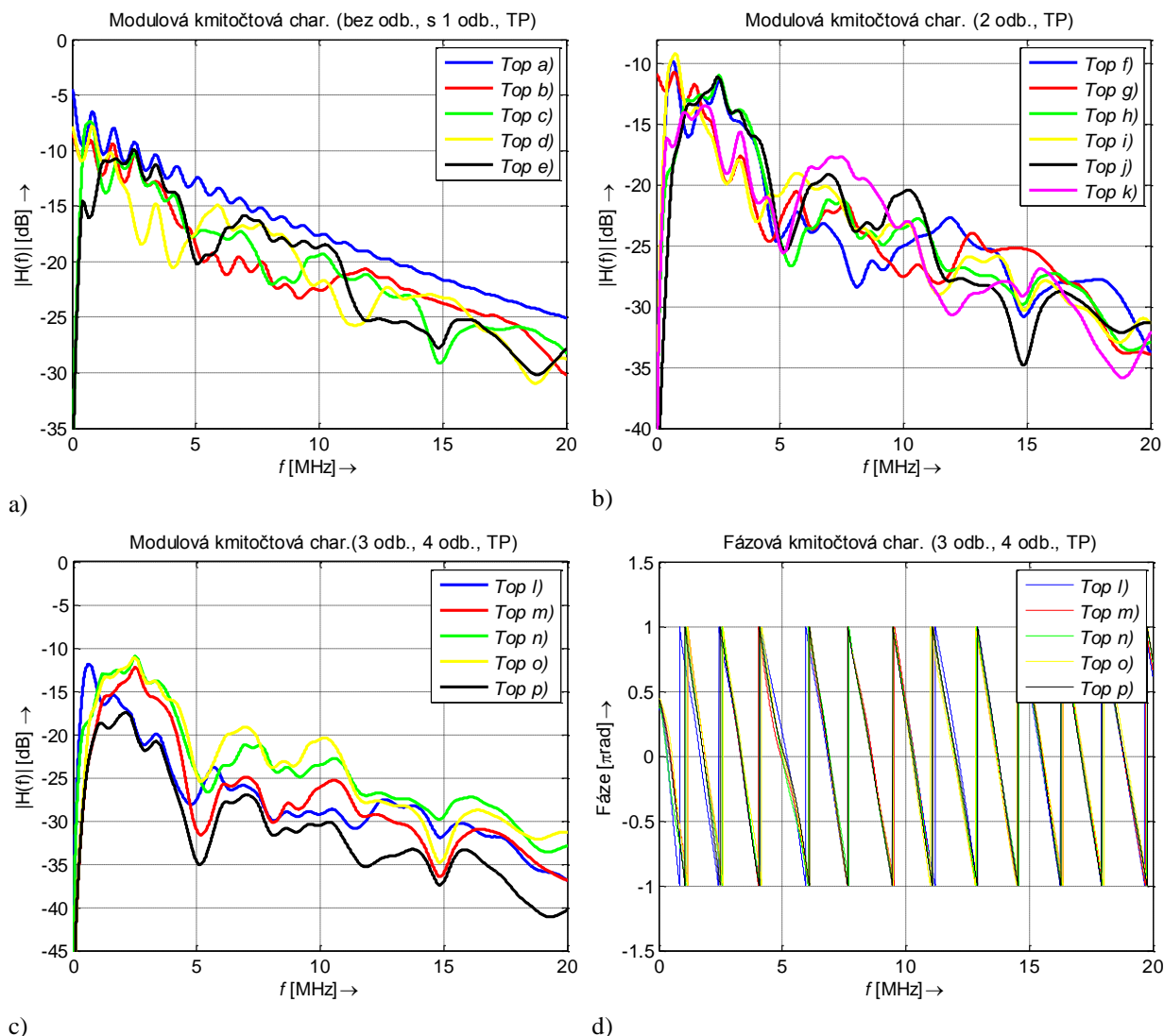
k žádnému zvlnění, ale pouze roste útlum se zvyšující se frekvencí. Ostatní průběhy již vykazují zvlnění a větší útlum v důsledku připojené odbočky v síti a je vidět vliv jednotlivých odboček na výslednou přenosovou funkci. Je tedy zřejmé, že už i jedna nepřizpůsobená odbočka na vedení viditelně ovlivní přenosovou funkci. Obr. 7.2 b) znázorňuje průběhy přenosových funkcí pro topologie se dvěma odbočkami. Z obrázku je patrné, že připojením další odbočky dojde ke zvýšení útlumu, protože výsledné průběhy jsou kombinací přenosových funkcí jednotlivých odboček. Obr. 7.2 c) zachycuje přenosové funkce topologií se třemi a čtyřmi odbočkami. Opět je zde vidět zvýšení útlumu, který je největší pro průběh přenosové funkce topologie se čtyřmi odbočkami (černý). Z výsledných průběhů je patrné, že počet odboček zvyšuje útlum i zkreslení. Obr. 7.2 d) zobrazuje fázovou charakteristiku, která je pro většinu topologií stejná nebo se liší minimálně.



Obr. 7.2: a) - c) Modul přenosové funkce vnitřních vedení realizované modelem vícecestného šíření (MP), d) Fáze přenosové funkce.

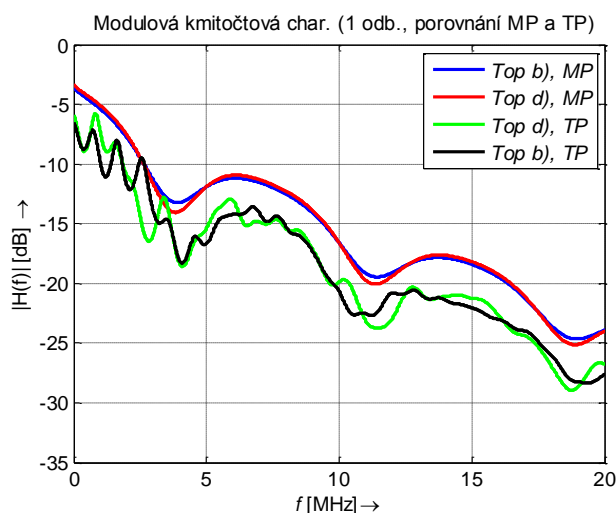
Model kaskádně zapojených dvojbranů popsáný v kapitole 6.2.3 byl také použit pro topologie zobrazené na Obr. 7.1. Výsledné přenosové funkce pro skupiny odboček jsou vyneseny na Obr. 7.3 a), b), c). Porovnáním průběhů obou způsobů modelování si lze všimnout, že průběhy přenosových funkcí vypočítané jako kaskádně zapojené dvojbrany vykazují oproti dru-

hému způsobu malé periodické zvlnění. Obr. 7.3 d) zobrazuje fázi přenosové funkce pro topologie  $l) - p)$ , z průběhu je patrná minimální změna při změně topologie.



Obr. 7.3: a) - c) Přenosové funkce vnitřních vedení realizované modelem kaskádních dvojbrán (TP), d) Fáze přenosové funkce pro Top  $l)-p)$ .

Obr. 7.4 zobrazuje výsledek simulace vlivu umístění odbočky na modulovou kmitočtovou charakteristiku. Pro simulaci byly použity stejné topologie, jen s odbočkou umístěnou v různé délce od vysílače. Z obrázku je patrné, že umístění odbočky nemá vliv na tvar přenosové funkce.



Obr. 7.4: Vliv umístění odbočky na tvar přenosové funkce.

### 7.1.2 Vliv délky odbočky na přenosovou funkci

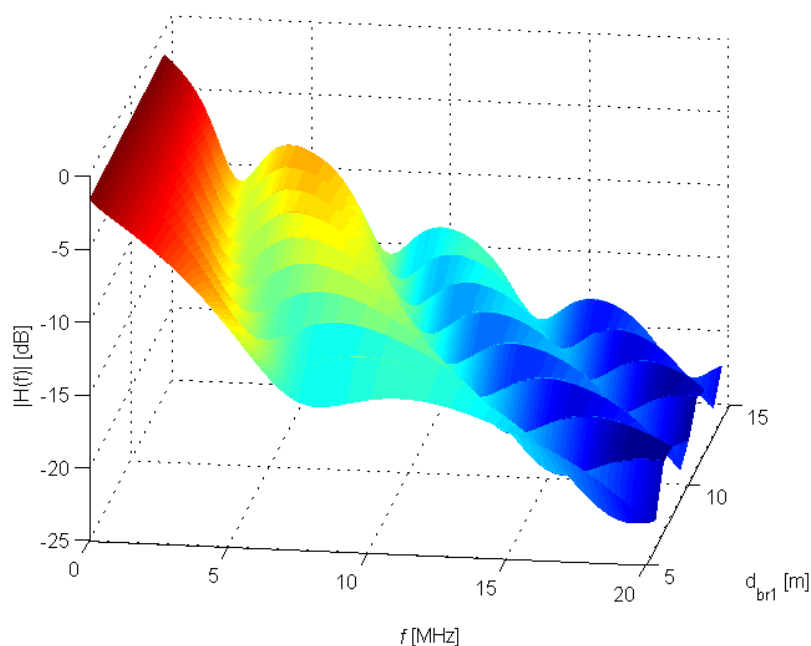
Ve vytvořeném generátoru popsaném v kapitole 6.4 jsou délky odboček generovány náhodně z určitého intervalu závislého na typu a velikosti distribuční sítě. Tato kapitola ukáže, jak je tvar přenosové funkce ovlivňován délkou připojené odbočky. U topologií b) a c) z Obr. 7.1 byly vypočítány přenosové funkce pro různé délky odboček. Rozsah použitých délek odboček byl zvolen 5 – 14 m, tento interval pokryje všechny typy topologií z Tab. 6.4.

Obr. 7.5 zobrazuje závislost modulu přenosové funkce na délce odbočky pro topologii b), která byla vypočítána metodou vícecestného šíření signálu. Rostoucí délka odbočky zmenšuje periodu zvlnění přenosové funkce. S rostoucí délkou se zvlnění stává výraznější a pokles útlumu vrubů je prudší. Obr. 7.6 ukazuje stejnou závislost, avšak vypočítaná metodou kaskádně zapojených dvojbranů. Impedance vysílače  $Z_S$  a přijímače  $Z_L$  odpovídaly charakteristické impedanci vedení  $Z_C$ . Impedance odbočky byla stanovena na  $200 \Omega$  ( $\mathbf{Z} = [75, 200, 75]$ ).

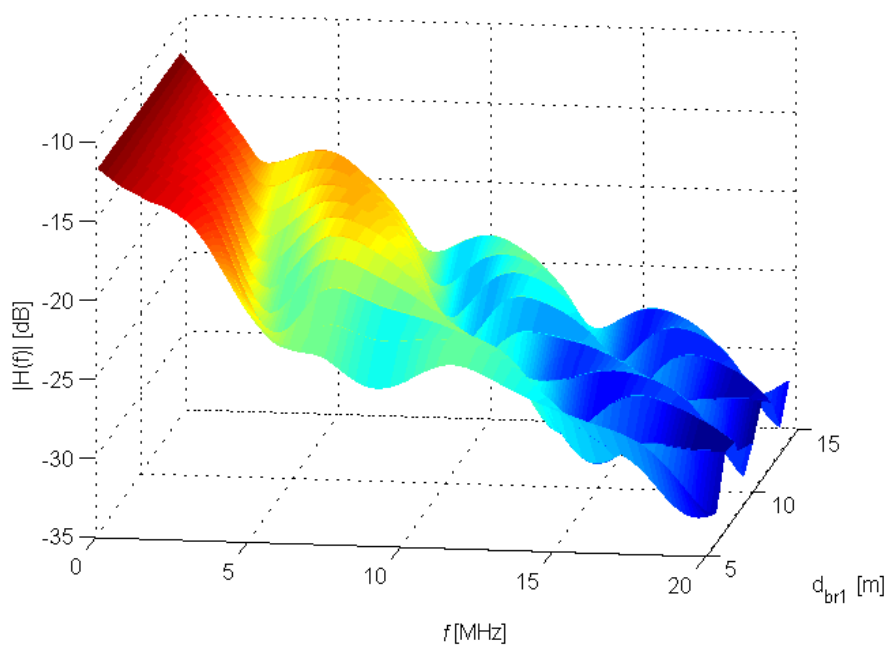
Druhé porovnání bylo provedeno pro topologii c) z Obr. 7.1. Tato topologie obsahuje zdvojenou odbočku. Délka odbočky byla měněna mezi uzly C2 a C5. Impedance vysílače  $Z_S$  a přijímače  $Z_L$  odpovídaly charakteristické impedanci vedení  $Z_C$ . Impedance odbočky byla stanovena  $50 \Omega$  ( $\mathbf{Z} = [75, 50, 75]$ ). Vliv odbočky na přenosovou funkci obou způsobů modelování ukazují Obr. 7.7 a Obr. 7.8. Stejně jako u topologie b), i u těchto závislostí se zvyšuje počet period zvlnění s rostoucí délkou odbočky.

Průběhy závislostí obou způsobů modelování jsou si velmi podobné, u modelu s kaskádně zapojenými dvojbranými dochází k periodickému zvlnění, které kopíruje průběh přenosové funkce. Z Obr. 7.5 až Obr. 7.8 je zřejmé, že vrcholy a vruby frekvenční odezvy nejsou nijak zeslabeny nebo zesíleny se změnou délky, pouze se mění jejich pozice podle rovnice (6.19).

Ze simulace bylo zjištěno, že délka odbočky má velmi malý vliv na tvar fázové kmitočtové charakteristiky.

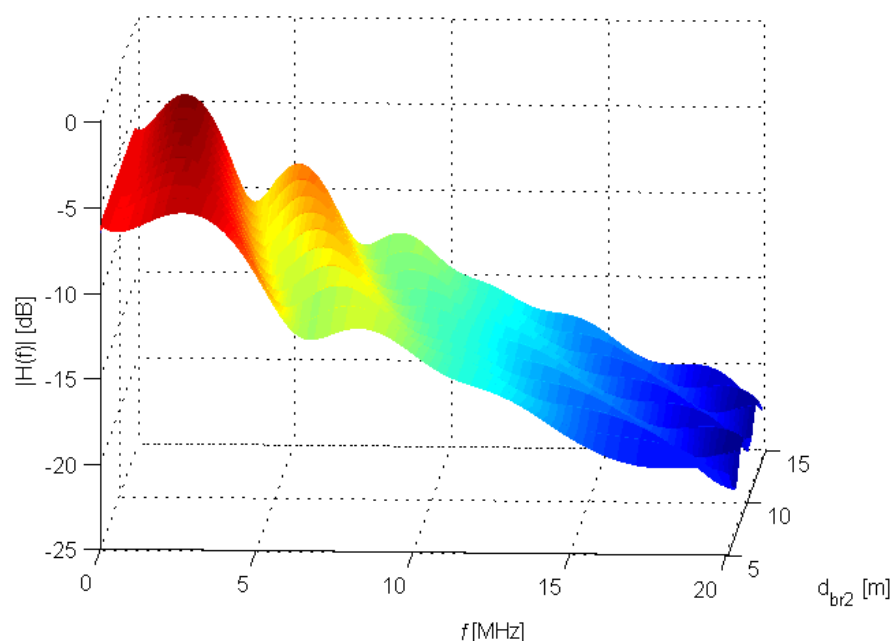


Obr. 7.5: Vliv délky odbočky  $d_{br1}$ (C1-T3) na modulovou kmitočtovou charakteristiku vnitřního vedení topologie b) (model vícecestného šíření).

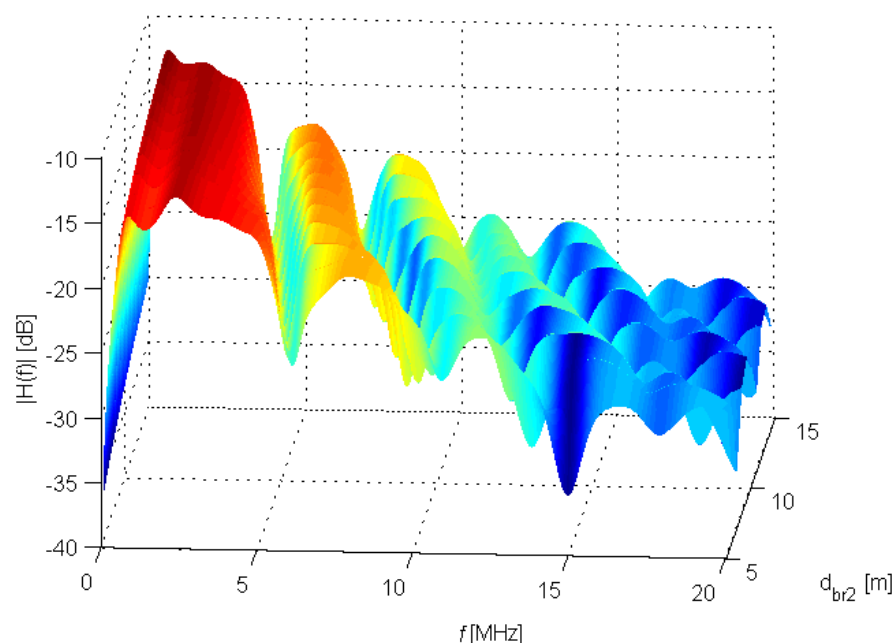


Obr. 7.6: Vliv délky odbočky  $d_{br1}$ (C1-T3) na modulovou kmitočtovou charakteristiku vnitřního vedení topologie b) (model kaskádních dvojbranů).





Obr. 7.7: Vliv délky odbočky  $d_{br2}$ (C2-C5) na modulovou kmitočtovou charakteristiku vnitřního vedení topologie c) (model vícecestného šíření).

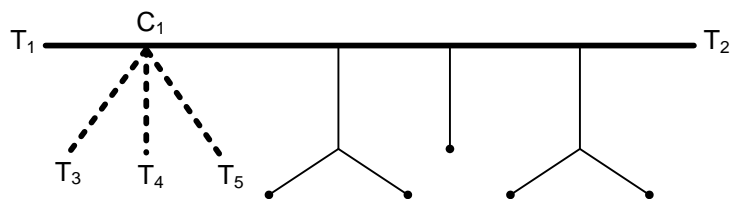


Obr. 7.8: Vliv délky odbočky  $d_{br2}$ (C2-C5) na modulovou kmitočtovou charakteristiku vnitřního vedení topologie c) (model kaskádních dvojbranů).

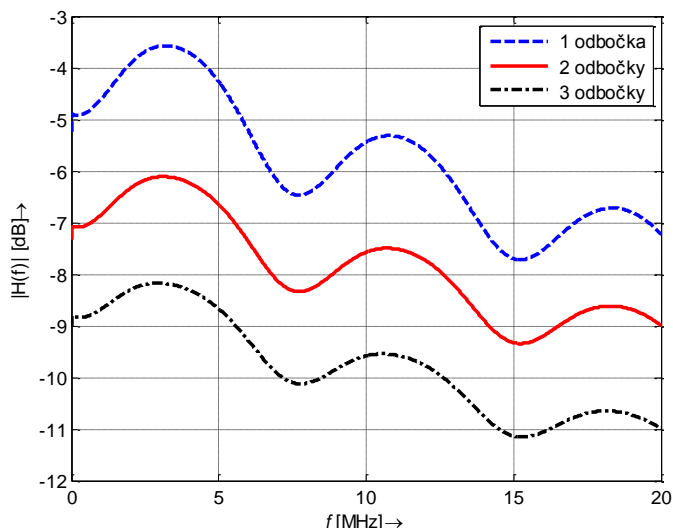
### 7.1.3 Vliv počtu odboček v jednom bodě na přenosovou funkci

Pro zjištění vlivu počtu odboček na přenosovou funkci byly k první odbočce z topologie b) na Obr. 7.1 přidány další dvě odbočky, výsledná topologie je na Obr. 7.9. Délka mezi  $T_1$  a  $T_2$  byla stanovena 20 m a délky odboček jsou 10 m s impedancí zátěže  $50 \Omega$ . Obr. 7.10 ukazuje modulovou kmitočtovou charakteristiku pro různý počet odboček.

Z modulové kmitočtové charakteristiky na Obr. 7.10 je zřejmé, že polohy vrcholů a vrubů se nemění, na druhou stranu útlum se zvětšuje s každou odbočkou přibližně o 2 dB/odbočka.



Obr. 7.9: Topologie s trojenou odbočkou.



Obr. 7.10: Modulová kmitočtová charakteristika pro vnitřní vedení s více odbočkami v jednom bodě.

#### 7.1.4 Vliv koncové impedance odbočky na přenosovou funkci

Časově a frekvenčně proměnné chování vnitřních silnoprůdých vedení je způsobeno proměnnou hodnotou impedance připojenou ke koncovému uzlu distribuční sítě. Impedanční nepřizpůsobení, způsobené rozdílem mezi charakteristickou impedancí kabelu a impedance koncového uzlu, zapříčiní, že putující signál je ovlivněn odrazy v každém bodě impedančního nepřizpůsobení. Toto se dokonce stává i v homogenních sítích, kde je použit stejný typ kabelu. Z tohoto důvodu tato kapitola ukáže vliv koncové impedance zátěže na přenosovou funkci.

Pro vnitřní vedení může být impedance zátěže uvažována jako:

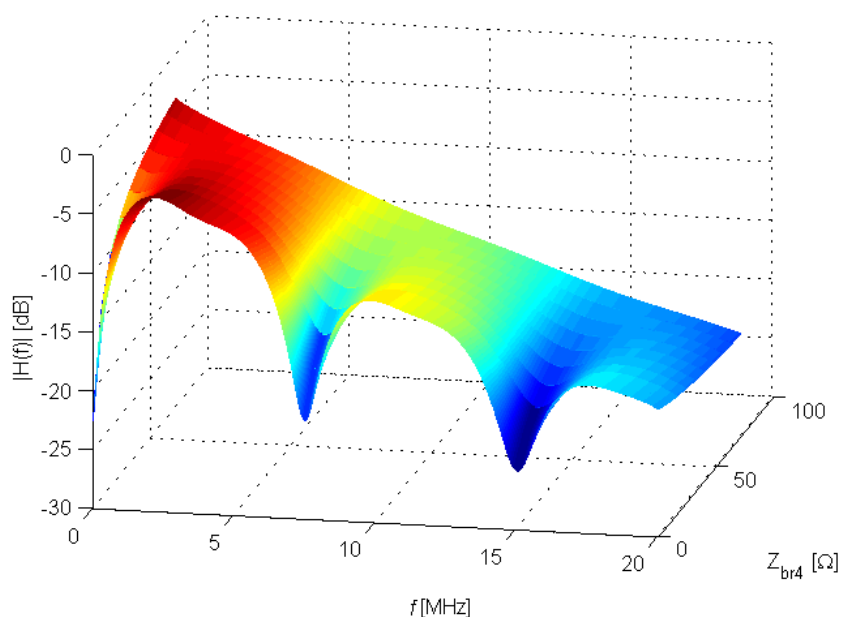
- Zátěž s impedancí výrazně menší než charakteristická impedance vedení  $Z_C$ ,
- Zátěž s impedancí výrazně větší než charakteristická impedance vedení  $Z_C$ .

Vliv koncové impedance na přenosovou funkci bude ukázán na topologii d) z Obr. 7.1.

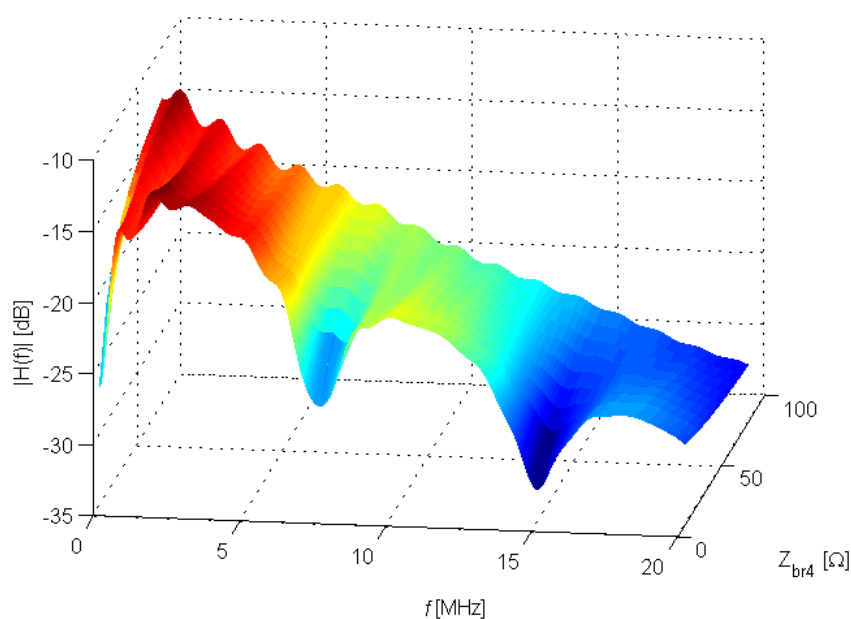
Velikost impedance byla uvažována od 5 do 550  $\Omega$ . Impedance zdroje a přijímače odpovídaly charakteristické impedanci vedení  $Z_C = 75 \Omega$ .

Pro impedance menší než charakteristická impedance vedení (Obr. 7.11 a Obr. 7.12) se se změnou impedance zátěže nemění pozice vrcholů a vrubů modulové kmitočtové charakteristiky. Pro impedance větší než charakteristická impedance vedení (Obr. 7.13 a Obr. 7.14) se

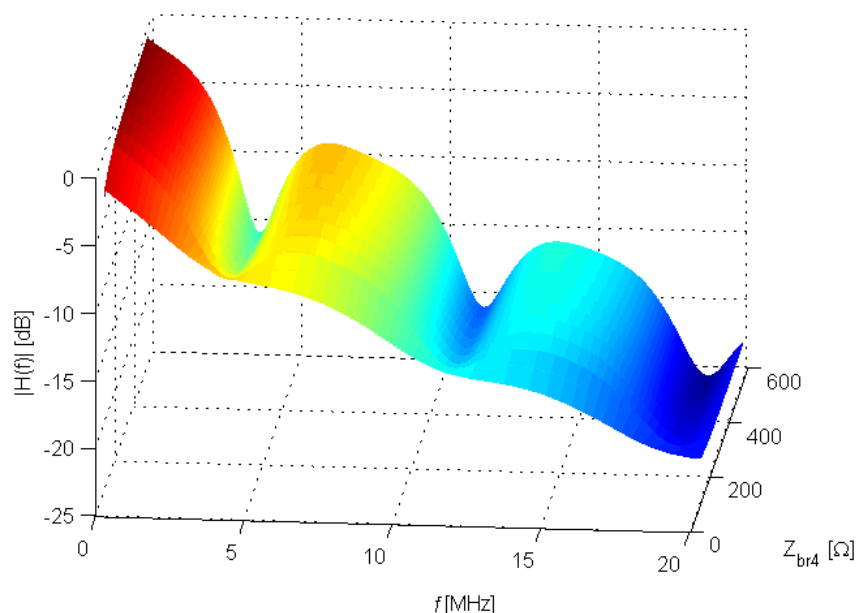
také se změnou impedance zátěže nemění pozice vrcholů a vrubů modulové kmitočtové charakteristiky. Z obrázků je patrné, že impedance větší než charakteristická či impedance menší charakteristická zvyšuje útlum lokálních minim periodického zvlnění.



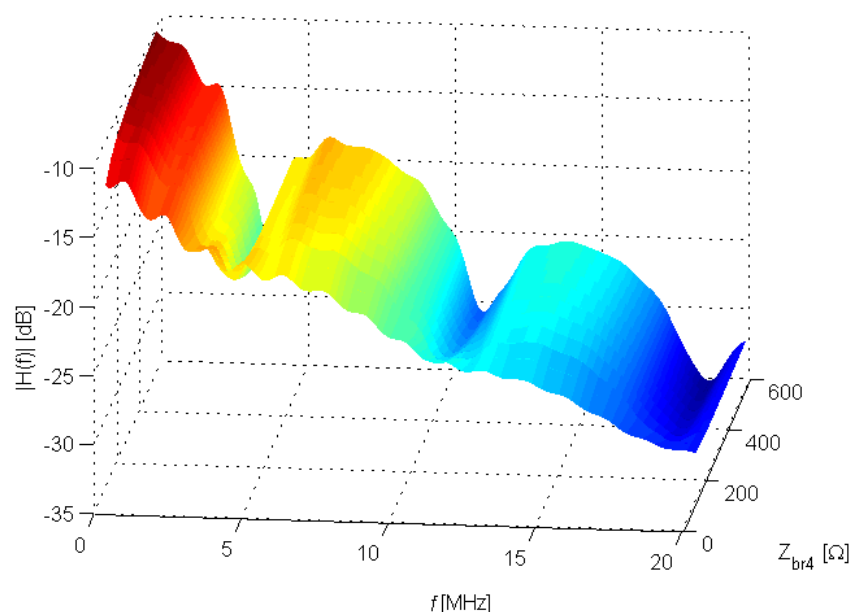
Obr. 7.11: Vliv koncové impedance  $Z_{eq3} < Z_C$  odbočky T6 na modulovou kmitočtovou charakteristiku vnitřního vedení topologie d) (model vícecestného šíření)



Obr. 7.12: Vliv koncové impedance  $Z_{eq3} < Z_C$  odbočky T6 na modulovou kmitočtovou charakteristiku vnitřního vedení topologie d) (model kaskádních dvojbranů).



Obr. 7.13: Vliv koncové impedance  $Z_{eq3} > Z_C$  odbočky T6 na modulovou kmitočtovou charakteristiku vnitřního vedení topologie d) (model vícecestného šíření).



Obr. 7.14 Vliv koncové impedance  $Z_{eq3} > Z_C$  odbočky T6 na modulovou kmitočtovou charakteristiku vnitřního vedení topologie d) (model kaskádních dvojbranů).

### 7.1.5 Vyhodnocení

Výsledky studie vlivu různých parametrů na odezvu signálu ukázaly na základě dlouhodobých analýz tyto výsledky:

- Vliv počtu odboček
  - Jedna odbočka navíc způsobí zvýšení útlumu přibližně o 2,5 dB.
- Vliv délky odbočky
  - Délka odbočky neovlivní útlum, ale mění pozice vrcholů a vrubů podle rovnice (6.19).

- Délka přímé cesty neovlivní modulovou kmitočtovou charakteristiku.
- Délka odbočky má velmi malý vliv na fázovou kmitočtovou charakteristiku.
- Vliv počtu odboček v jednom bodě
  - Více odboček ve stejném bodě nezmění pozice vrcholů a vrubů modulové kmitočtové charakteristiky, ale jedna odbočka způsobí zvětšení útlumu o 2 dB.
- Vliv impedance zátěže
  - Útlum vrubu se zmenšující se impedancí zátěže (pro impedance výrazně menší než charakteristická impedance vedení  $Z_C$ ) roste průměrně o 0,13 dB/Ω, respektive o 0,098 dB/Ω u druhého přístupu modelování.
  - Útlum vrubu se zvětšující se impedancí zátěže (pro impedance výrazně větší než charakteristická impedance vedení  $Z_C$ ) roste průměrně o 0,0137 dB/Ω, respektive o 0,0097 dB/Ω u druhého přístupu modelování.

## 7.2 Analýza přenosových funkcí LTI generátoru pro různé scénáře topologií vnitřního vedení

V kapitole 4.2.6 byly popsány podstatné parametry z hlediska určení vhodného kódování a modulační. Tyto parametry jsou útlum a frekvenční selektivita. Frekvenční selektivita je vyhodnocována pomocí koherentní šířky pásma. Útlum kanálu je vypočítán jako průměr amplitudy modulové kmitočtové charakteristiky.

Pomocí LTI generátoru přenosových funkcí bude získána modulová a fázová kmitočtová charakteristika. Z těchto charakteristik bude možné získat tyto podstatné parametry.

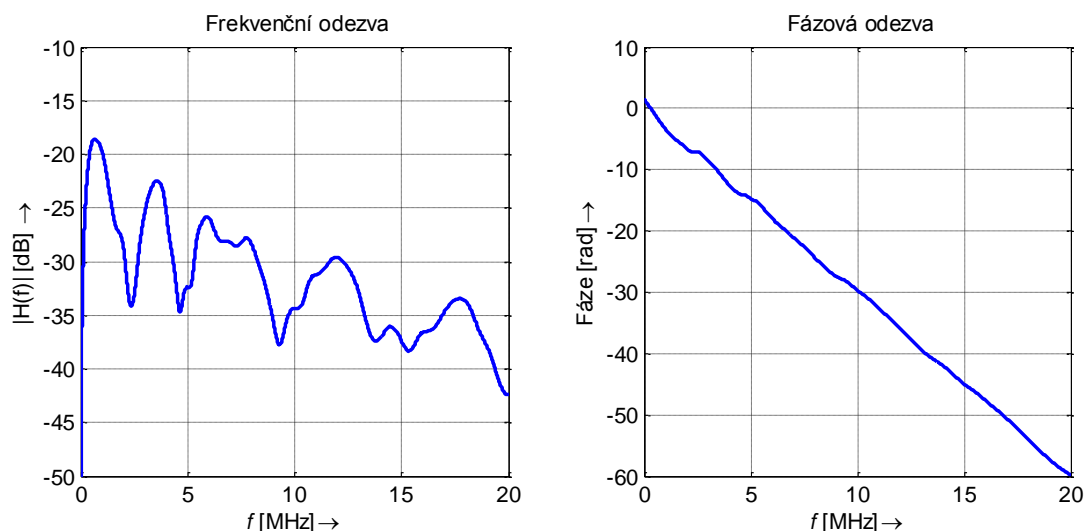
Různé scénáře topologií budou realizovány podle tabulky Tab. 6.4 a bude se jednat o malou, střední a velkou topologii. Dále bude analýza rozdělena podle impedancí zátěže a to na konstantní hodnoty impedance zátěže a na impedance zátěže realizované RLC rezonátorem.

### 7.2.1 Simulace pro konstantní impedance zátěže – LTI přístup

#### Velká topologie

Na Obr. 7.15 je zobrazen modul a fáze přenosové funkce náhodně vygenerované pomocí generátoru pro vnitřní vedení s těmito náhodně vygenerovanými parametry:

- CYKY průřezu 3x2,5
- Velká topologie, počet sekcí: 10
- Impedance odboček konstantní 200 Ω
- Délky vedení:  $[l_{t1}, l_{c21}, l_{c32}, l_{c43}, l_{t24}, d_{br1}, d_{br2}, d_{br3}, d_{br4}, d_{br5}, d_{br6}] = [18, 13, 12, 13, 15, 17, 15, 14, 19, 20, 16, 11, 16]$
- Průměrný útlum velké topologie vnitřního vedení s 10-ti sekcemi je -31,74 dB.
- Koherentní šířka pásma stanovená s hladinou 0,9 : 415 kHz.

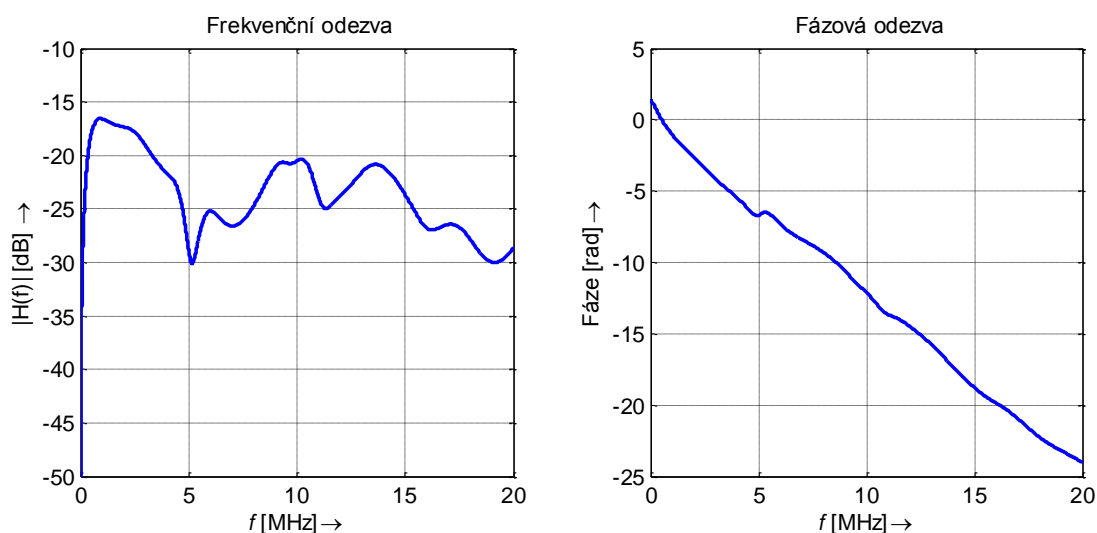


Obr. 7.15: Přenosová funkce náhodné velké topologie pro vnitřní vedení.

### Střední topologie

Na Obr. 7.16 je zobrazen modul a fáze přenosové funkce náhodně vygenerované pomocí generátoru pro vnitřní vedení s těmito náhodně vygenerovanými parametry:

- CYKY průřezu 3x2,5
- Střední topologie, počet sekcí: 8
- Impedance odboček konstantní 200  $\Omega$
- Délky vedení:  $[l_{t11}, l_{c21}, l_{c32}, l_{c43}, l_{t24}, d_{br1}, d_{br2}, d_{br3}, d_{br4}, d_{br5}, d_{br6}] = [8, 7, 6, 8, 9, 6, 9, 5, 7, 6, 6, 8, 7]$
- Průměrný útlum střední topologie vnitřního vedení s 8-mi sekcemi je -23,63 dB.
- Koherentní šířka pásma stanovená s hladinou 0,9 : 995,5 kHz.

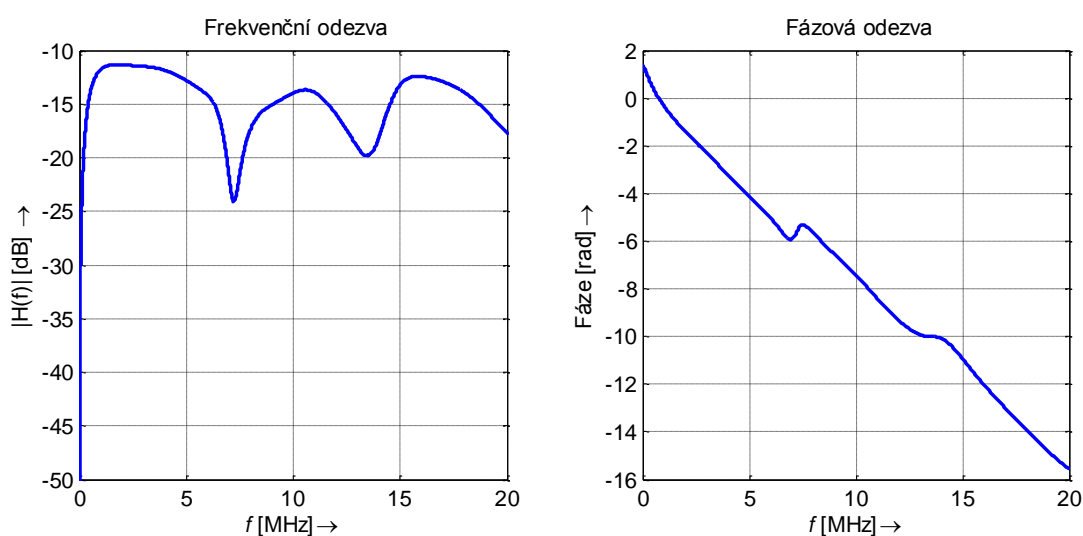


Obr. 7.16: Přenosová funkce náhodné střední topologie pro vnitřní vedení.

## Malá topologie

Na Obr. 7.17 je zobrazen modul a fáze přenosové funkce náhodně vygenerované pomocí generátoru pro vnitřní vedení s těmito náhodně vygenerovanými parametry:

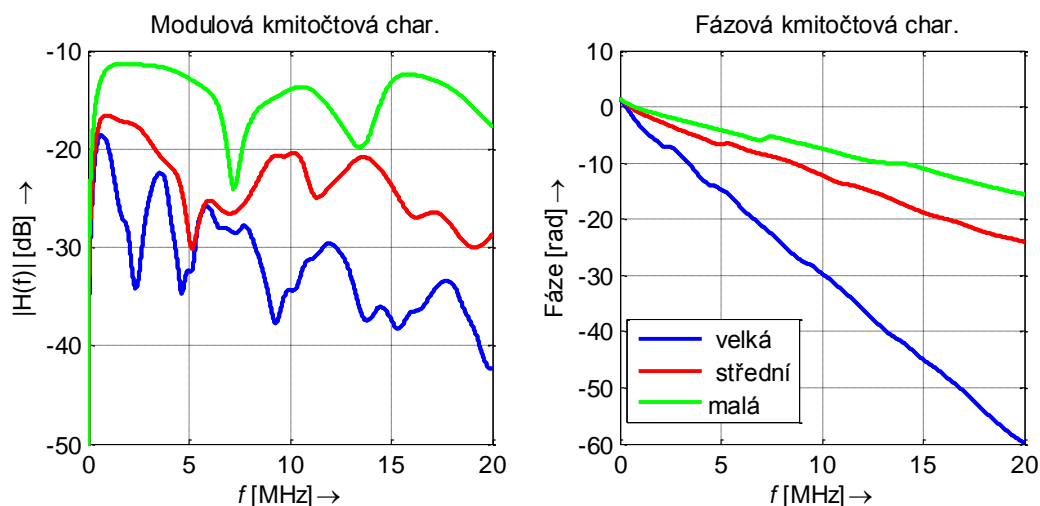
- CYKY průřezu 3x2,5
- Malá topologie, počet sekcí: 6
- Impedance odboček konstantní 200  $\Omega$
- Délky vedení:  $[lt_{11}, lc_{21}, lc_{32}, lc_{43}, lt_{24}, d_{br1}, d_{br2}, d_{br3}, d_{br4}, d_{br5}, d_{br6}] = [6, 4, 4, 6, 4, 5, 5, 5, 4, 6, 6, 5, 5]$
- Průměrný útlum malé topologie vnitřního vedení s 6-ti sekcemi je -14,78 dB.
- Koherentní šířka pásma stanovená s hladinou 0,9 : 1341 kHz.



Obr. 7.17: Přenosová funkce náhodné malé topologie pro vnitřní vedení.

## Porovnání výsledků simulace pro všechny topologie

Na Obr. 7.18 je zobrazeno porovnání vnitřních vedení generátoru pro všechny tři topologie. Z obrázku je patrné zvětšení útlumu s rostoucí velikostí topologie, pro velkou topologii je průměrný útlum -31,74 dB a pro malou jen -14,78 dB.



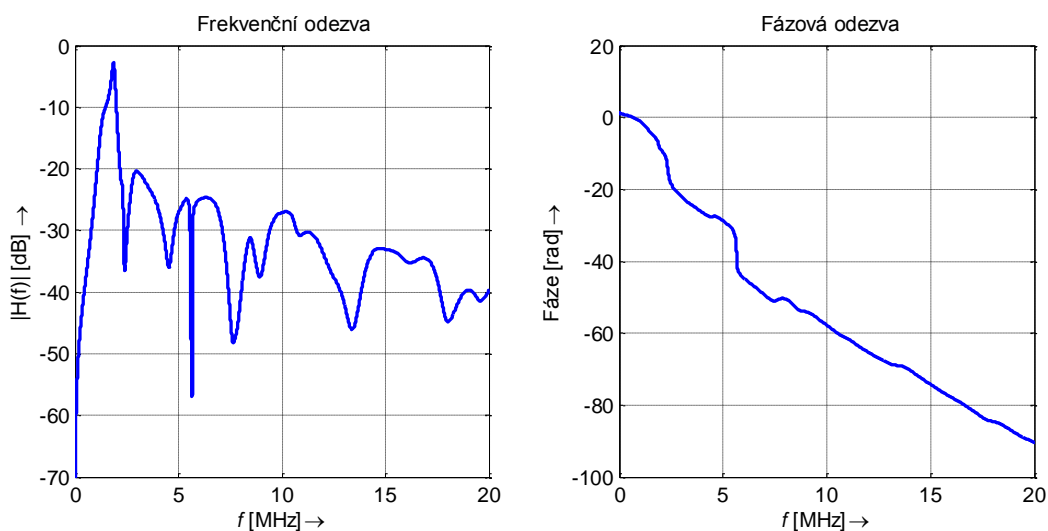
Obr. 7.18: Porovnání přenosových funkcí všech tří topologií s konstantní impedancí zátěže.

## 7.2.2 Simulace pro RLC rezonátor jako impedance zátěže – LTI přístup

### Velká topologie

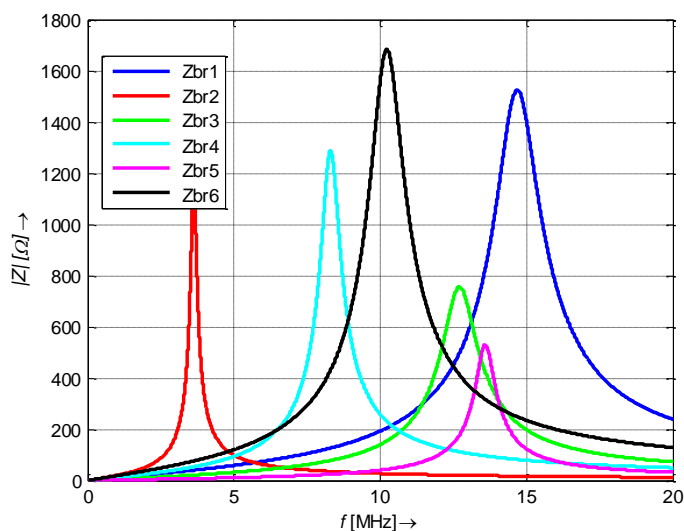
Na Obr. 7.19 je zobrazen modul a fáze přenosové funkce náhodně vygenerované pomocí generátoru pro vnitřní vedení s těmito náhodně vygenerovanými parametry:

- CYKY průřezu 3x2,5
- Velká topologie, počet sekcí: 10
- Impedance odboček RLC rezonátor, viz Obr. 7.20.
- Délky vedení:  $[lt_{11}, lc_{21}, lc_{32}, lc_{43}, lt_{24}, d_{br1}, d_{br2}, d_{br3}, d_{br4}, d_{br5}, d_{br6}] = [12, 14, 19, 14, 19, 14, 17, 16, 11, 14, 19, 11, 14]$
- Průměrný útlum velké topologie vnitřního vedení s 10-ti sekcemi je -32,54 dB.
- Koherentní šířka pásma stanovená s hladinou 0,9 : 404,5 kHz.



Obr. 7.19: Přenosová funkce náhodné velké topologie pro vnitřní vedení.



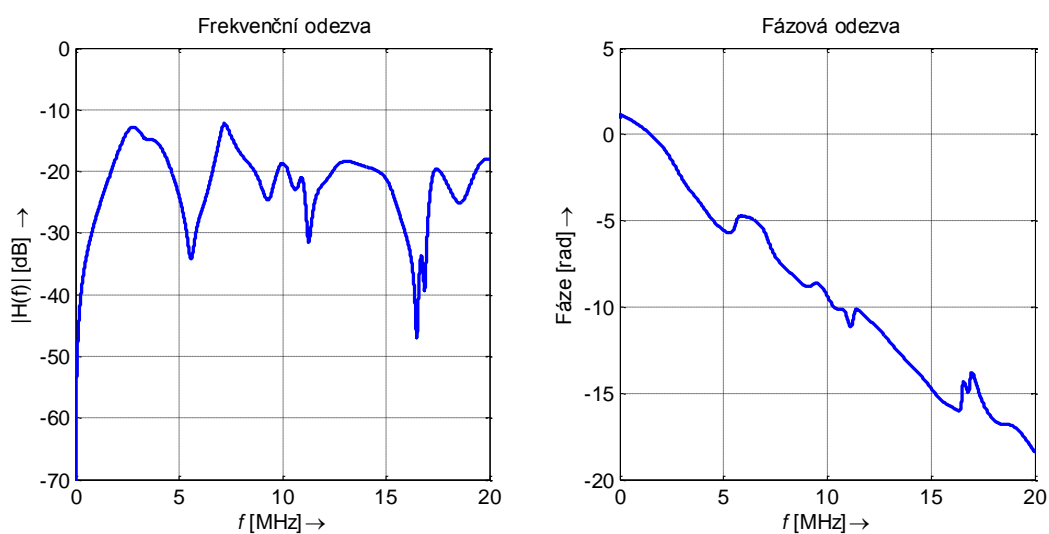


Obr. 7.20: Kmitočtově selektivní funkce impedance zátěže pro velkou topologii.

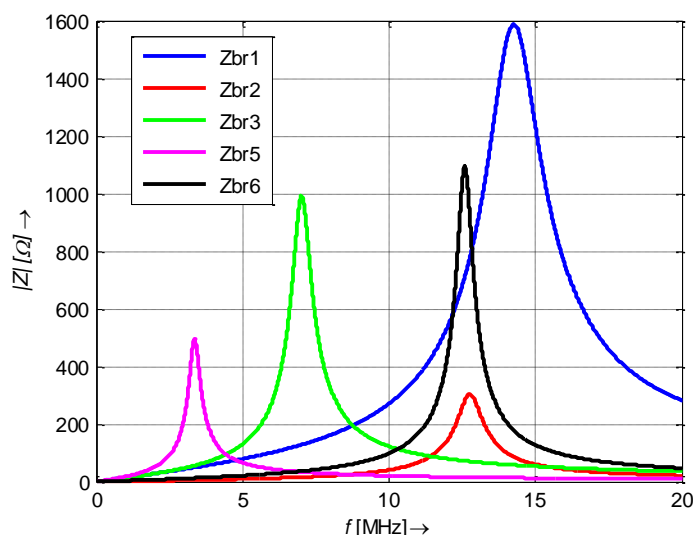
### **Střední topologie**

Na Obr. 7.21 je zobrazen modul a fáze přenosové funkce náhodně vygenerované pomocí generátoru pro vnitřní vedení s těmito náhodně vygenerovanými parametry:

- CYKY průřezu 3x2,5
- Střední topologie, počet sekcí: 7, náhodně vynechané sekce: 6, 7, 8
- Impedance odboček RLC rezonátor, viz Obr. 7.22
- Délky vedení:  $[l_{t11}, l_{c21}, l_{c32}, l_{c43}, l_{t24}, d_{br1}, d_{br2}, d_{br3}, d_{br4}, d_{br5}, d_{br6}] = [6, 7, 7, 5, 9, 7, 8, 8, 5, 8, 7, 6, 7]$
- Průměrný útlum střední topologie vnitřního vedení s 7-mi sekcemi je -22,30 dB.
- Koherentní šířka pásma stanovená s hladinou 0,9 : 584 kHz.



Obr. 7.21: Přenosová funkce náhodně střední topologie pro vnitřní vedení.

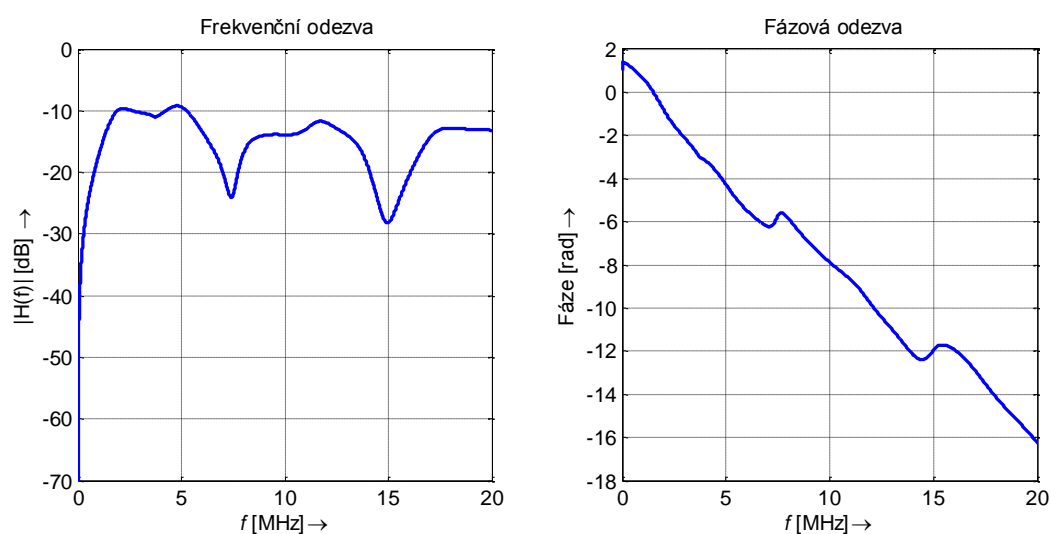


Obr. 7.22: Kmitočtově selektivní funkce impedance zátěže pro střední topologii.

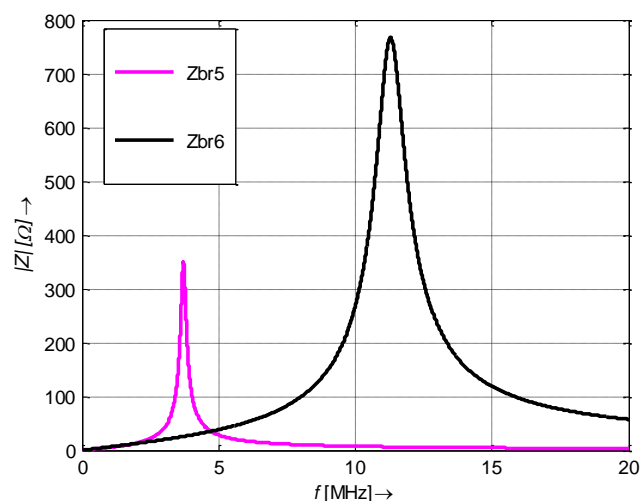
### Malá topologie

Na Obr. 7.23 je zobrazen modul a fáze přenosové funkce náhodně vygenerované pomocí generátoru pro vnitřní vedení s těmito náhodně vygenerovanými parametry:

- CYKY průřezu 3x2,5
- Malá topologie, počet sekcí: 6, náhodně vynechané sekce: 3, 5, 6, 7
- Impedance odboček RLC rezonátor, viz Obr. 7.24.
- Délky vedení:  $[l_{t11}, l_{c21}, l_{c32}, l_{c43}, l_{t24}, d_{br1}, d_{br2}, d_{br3}, d_{br4}, d_{br5}, d_{br6}] = [5, 5, 6, 4, 5, 4, 5, 6, 4, 5, 5, 5, 5]$
- Průměrný útlum malé topologie vnitřního vedení s 6-ti sekcemi je -15,36 dB.
- Koherentní šířka pásma stanovená s hladinou 0,9 : 1051,5 kHz.



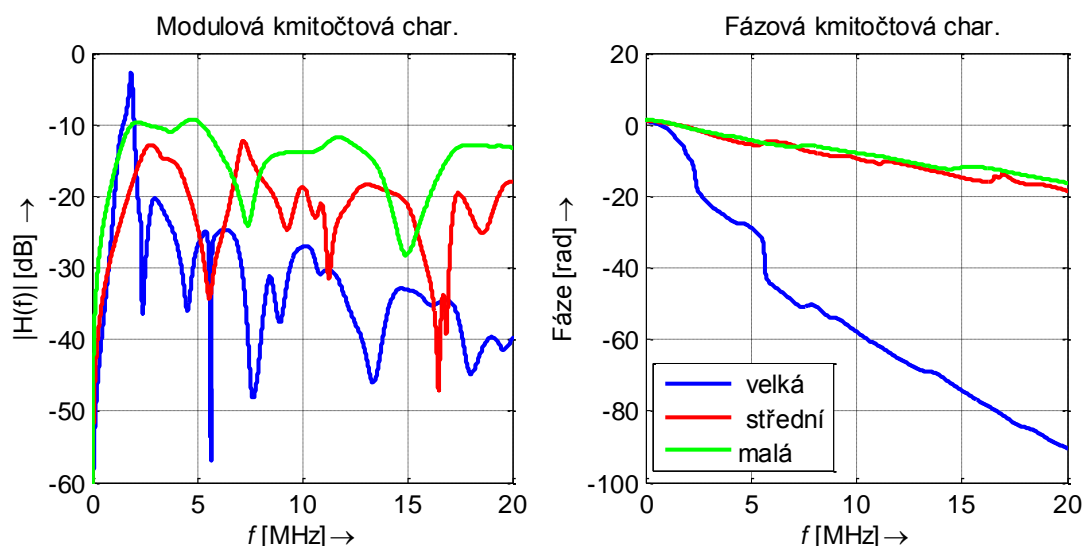
Obr. 7.23: Přenosová funkce náhodné malé topologie pro vnitřní vedení.



Obr. 7.24: Kmitočtově selektivní funkce impedance zátěže pro malou topologii.

### Porovnání výsledků simulace pro všechny topologie

Na Obr. 7.25 je zobrazeno porovnání přenosových funkcí všech tří topologií generátoru pro vnitřní vedení se zátěží v podobě RLC rezonátoru.



Obr. 7.25: Porovnání přenosových funkcí všech tří topologií s RLC rezonátorem jako impedancí zátěže.

## 7.3 Analýza přenosových funkcí LPTV generátoru pro různé scénáře topologií vnitřních vedení

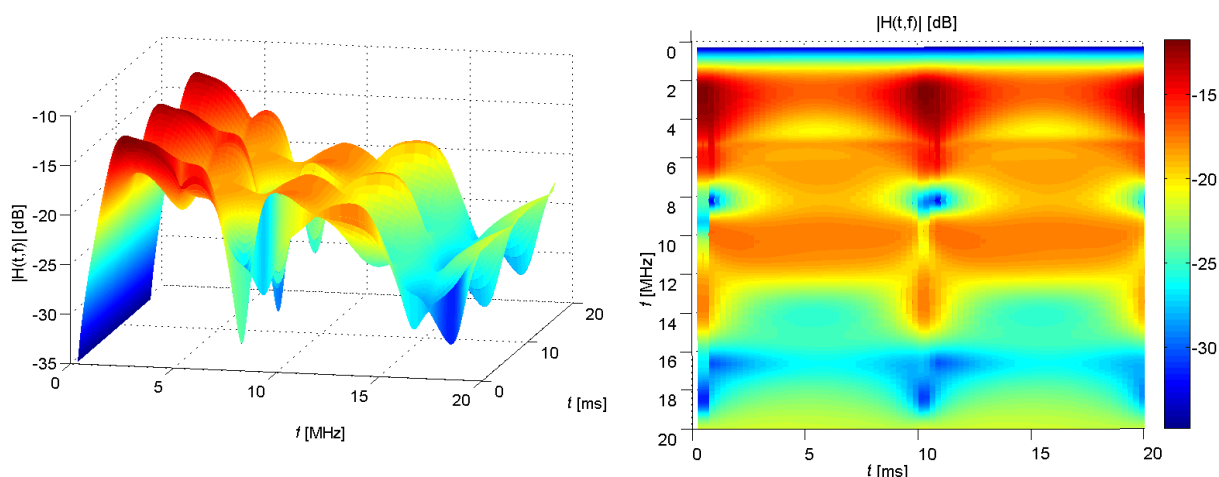
LPTV generátor vedení používá stejné vstupní hodnoty jako LTI generátor, s výjimkou impedancí zátěže. Impedance zátěže u LPTV generátoru vedení je realizována časově proměnnou funkcí podle rovnice (4.30).

V následujících podkapitolách jsou zobrazeny výsledky pro různé scénáře topologií.

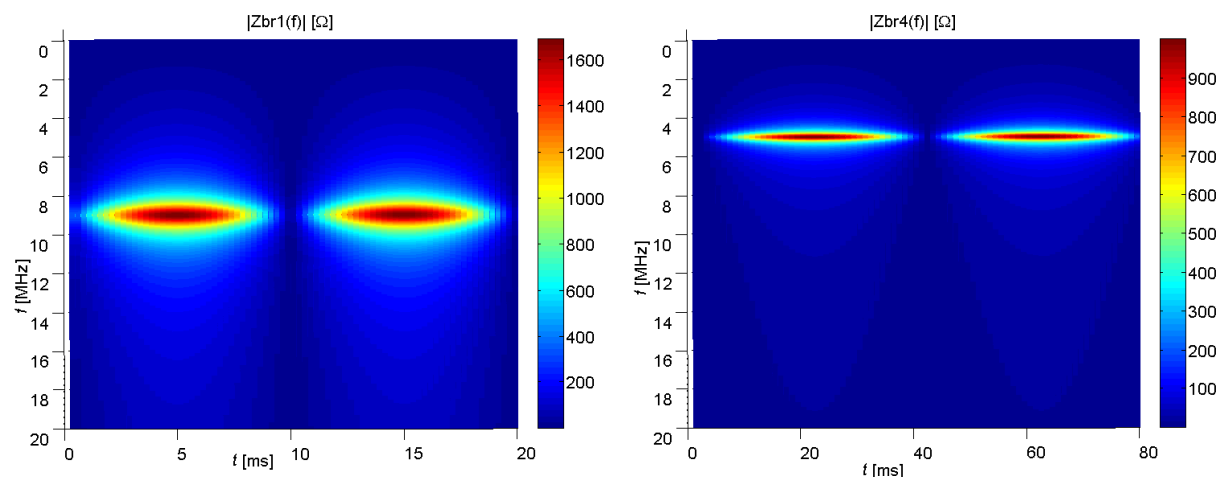
## Střední topologie

Na Obr. 7.26 je zobrazen modul časově-proměnné přenosové funkce náhodně generované pro střední topologii s těmito náhodně vygenerovanými parametry:

- CYKY průřezu 3x2,5
- Střední topologie, počet sekcí: 8, vynechané sekce 5, 9.
- Impedance odbočky T1  $Z_{br1}(Z_{eq1})$  a T6  $Z_{br4}(Z_{eq3})$  jsou časově proměnné funkce, viz Obr. 7.27.
- Délky vedení:  $[l_{t11}, l_{c21}, l_{c32}, l_{c43}, l_{t24}, d_{br1}, d_{br2}, d_{br3}, d_{br4}, d_{br5}, d_{br6}] = [7, 8, 5, 9, 8, 8, 5, 6, 8, 9, 7, 6, 7]$



Obr. 7.26: Frekvenční odezva LPTV vedení pro střední topologii.



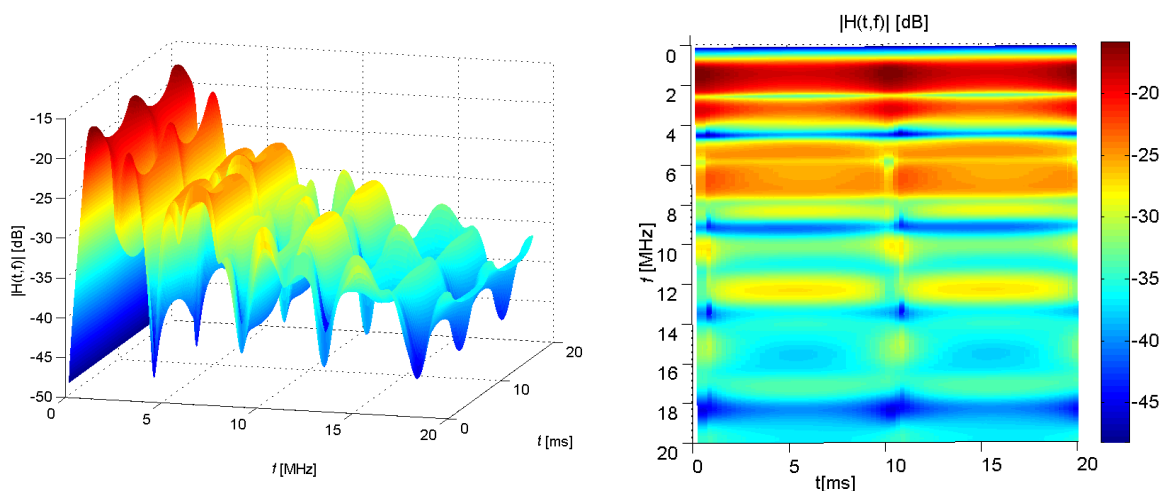
Obr. 7.27: Časově-frekvenční variace impedance zátěže  $Z_{br1}(Z_{eq1})$  a  $Z_{br4}(Z_{eq3})$ .

## Velká topologie

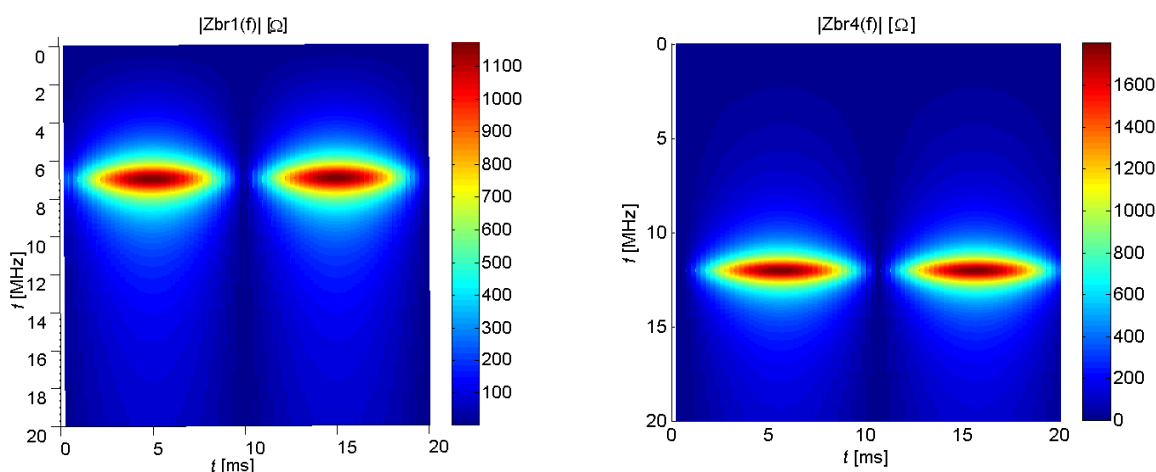
Na Obr. 7.28 je zobrazen modul časově-proměnné přenosové funkce náhodně generované pro velkou topologii s těmito náhodně vygenerovanými parametry:

- CYKY průřezu 3x2,5
- Velká topologie, počet sekcí: 10.

- Impedance odbočky T1  $Z_{br1}(Z_{eq1})$  a T6  $Z_{br4}(Z_{eq3})$  jsou časově proměnné funkce, viz Obr. 7.29. Impedance odboček  $\mathbf{Z} = [T4, T5, T7, T8] = [1e8, 50, 75, 75]$ .
- Délky vedení:  $[l_{t11}, l_{c21}, l_{c32}, l_{c43}, l_{t24}, d_{br1}, d_{br2}, d_{br3}, d_{br4}, d_{br5}, d_{br6}] = [14, 11, 20, 10, 18, 18, 19, 11, 14, 13, 18, 14, 19]$ .



Obr. 7.28: Frekvenční odezva LPTV vedení pro velkou topologii.



Obr. 7.29: Časově-frekvenční variace impedance zátěže  $Z_{br1}(Z_{eq1})$  a  $Z_{br4}(Z_{eq3})$ .

## 7.4 Analýza a výsledky simulací navrženého modelu PLC komunikačního systému

Dosavadní výzkum a vývoj v oblasti modelování datové komunikace po silnoproudých vedeních publikovaný v [39], [50] - [55] se zabýval pouze modely silnoproudých vedení bez uvážení zdrojů rušení, komunikačního modelu a sestavení komplexního PLC komunikačního systému.

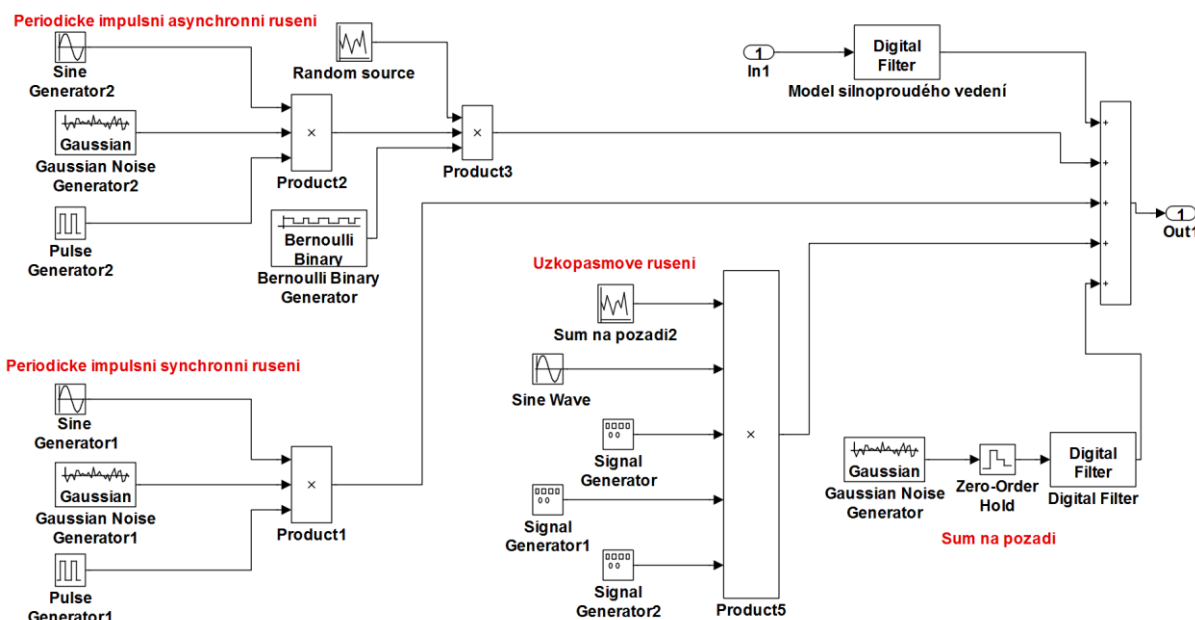
Jak bylo popsáno v kapitole 4, pro vytvoření modelu celého PLC komunikačního systému bylo nutné vytvořit tyto dílčí modely:

- *Komunikační model* - realizovaný v kapitole 6.1 a dílčí výsledky publikovány v [10] až [13].
- *Modely silnoproudých vedení* – analyzovány a experimentálně ověřeny v kapitole 6.2 a dílčí výsledky publikovány v [2], [3], [7], [8] a [9].
  - *Model pro venkovní vedení* - realizovaný v kapitole 6.3.
  - *Model pro vnitřní vedení* - realizovaný v kapitole 6.4.
- *Model zdrojů rušení* - realizovaný v kapitole 6.5 a dílčí výsledky publikovány v [14].

#### 7.4.1 Model PLC komunikačního systému

Určením venkovního či vnitřního vedení a poté volbou délky pro venkovní vedení nebo typu topologie pro vnitřní vedení lze pomocí generátorů (kapitola 6.3 a 6.4) získat přenosovou funkci konkrétní sítě. Takto získaná přenosová funkce složená z modulové kmitočtové charakteristiky a fázové kmitočtové charakteristiky umožní určit koeficienty filtru (blok Digital Filter na Obr. 7.30), který představuje model silnoproudého vedení. Pro vytvoření modelu přenosového kanálu byl využit filtr FIR, což je filtr s konečnou impulzní charakteristikou  $h_n$ , kde  $n = < 0, N - 1 >$ . Na Obr. 7.30 je silnoproudé vedení modelováno společně s modely zdrojů rušení, které byly popsány a realizovány v kapitole 6.5.

Tento model silnoproudých vedení společně se zdroji rušení představuje přenosový kanál pro navržené komunikační modely na Obr. 6.1 a Obr. 6.2. Společně tento celkový model umožní porovnání výkonnosti jednotlivých modulačních technik, vliv rušení na komunikaci apod. Výsledky simulací budou podrobně diskutovány v následující kapitole.



Obr. 7.30: Model celkového rušení na silnoproudém vedení.

### 7.4.2 Výsledky analýzy a simulace vlivu rušení

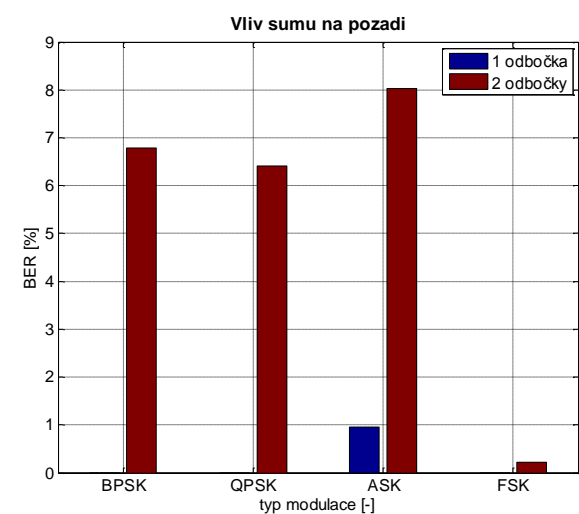
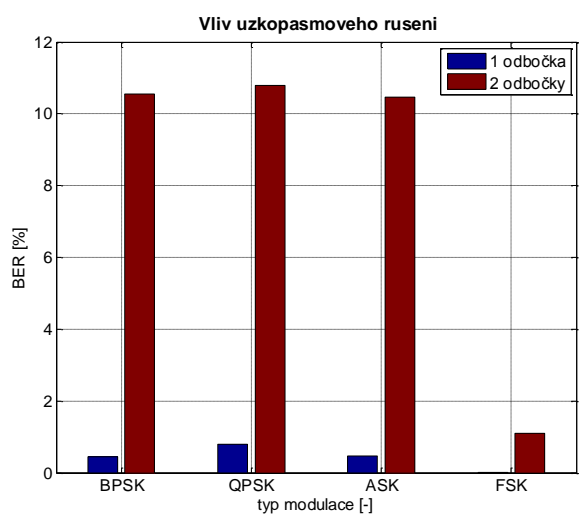
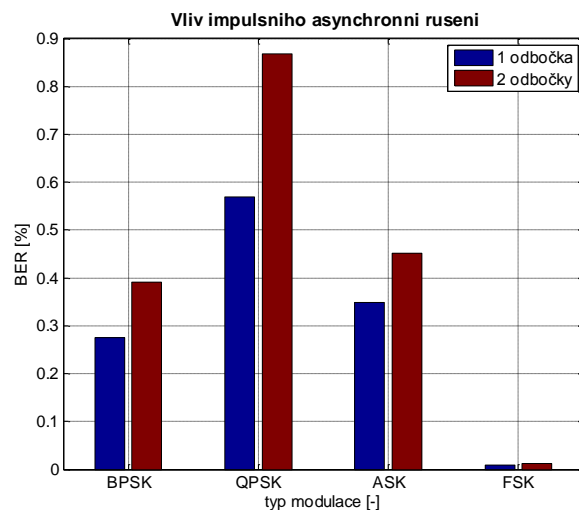
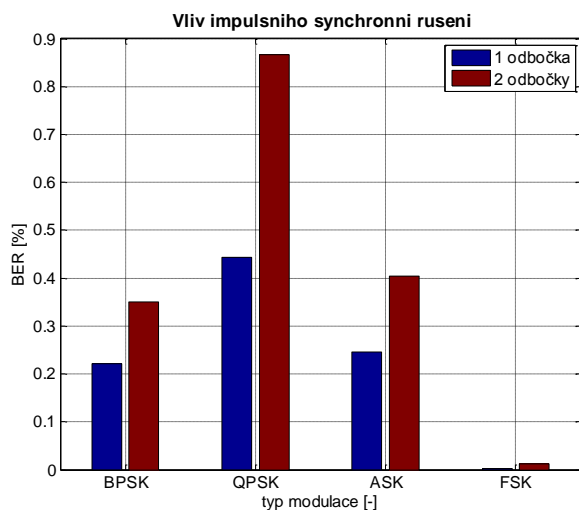
V této části budou diskutovány výsledky simulací bitové chybovosti pro různé úzkopásmové modulační techniky v závislosti na použitém typu rušení. Modely rušení byly popsány v kapitole 6.5. Pro každou ze zvolených modulačních technik byly sestaveny modely na základě modelu na Obr. 6.2 s příslušným modelem silnoprůdých vedení pro danou topologii či scénář. Na těchto modelech byly srovnávány jednotlivé typy rušení a nakonec celkový vliv všech rušení pro komunikační kanál dané topologie s jednou odbočkou ( Obr. 7.1 b ) a dvěma odbočkami (Obr. 7.1 b ) délek 15 a 20 m.

Výsledky simulací jsou zobrazeny na Obr. 7.31 a Obr. 7.32. V kapitole 1.4.4 byly popsány vlastnosti jednotlivých modulací. Podle teoretických předpokladů [67], [71] je nejvíce odolná modulace FSK a nejméně odolná modulace ASK. Z Obr. 7.32 je patrný tento předpoklad, při působení všech typů rušení na komunikační kanál je patrné, že nejméně odolná je modulace ASK (bitová chybovost 2,25% pro jednu odbočku a 15,11% pro dvě odbočky). Modulace FSK je proti celkovému rušení odolná nejvíce (bitová chybovost 7,8‰ pro jednu odbočku a 3,25% pro dvě odbočky).

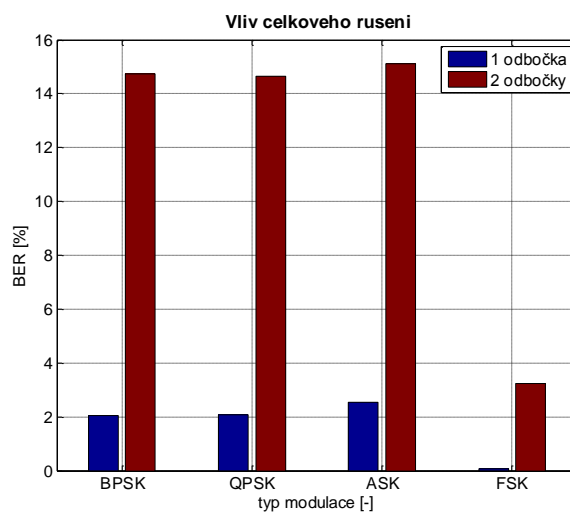
Úzkopásmové rušení, které má většinou tvar úzkých špiček s vysokou spektrální hustotou [71], vykazuje ze simulace největší bitovou chybovost. Proti úzkopásmovému rušení je nejméně odolná modulace QPSK (bitová chybovost 0,79% pro jednu odbočku a 10,78% pro dvě odbočky) a nejvíce odolná modulace FSK (bitová chybovost 2,1‰ pro jednu odbočku a 1,09% pro dvě odbočky).

Impulsní rušení se většinou vyskytuje ve tvaru krátkých napěťových špiček s velmi krátkou dobou trvání (jednotky  $\mu\text{s}$ ) [78]. Proti působení tohoto rušení je nejvíce odolná modulace FSK (bitová chybovost je 9,8‰ pro jednu odbočku a 11,8‰ pro dvě odbočky). Nejméně odolná proti tomuto rušení je modulace QPSK (bitová chybovost 0,56% pro jednu odbočku a 0,86% pro dvě odbočky). U periodického impulsního synchronního rušení jsou hodnoty velmi obdobné.

Průměrná bitová chybovost při působení šumu na pozadí je pro topologii se dvěma odbočkami 5,36% a pro topologii s jednou odbočkou 0,24%.



Obr. 7.31: Porovnání bitové chybovosti pro různé zdroje rušení.



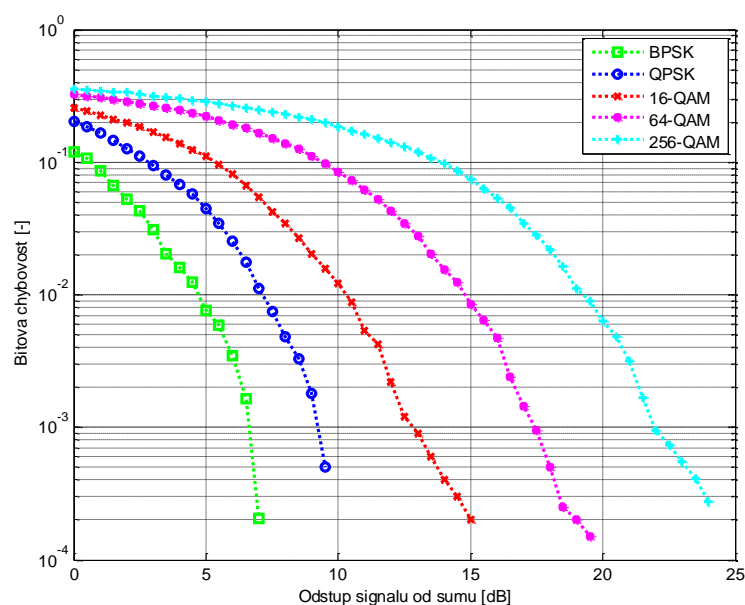
Obr. 7.32: Vliv celkového rušení na přenosový kanál.



### 7.4.3 Porovnání OFDM s různými typy modulací nosných

Na vytvořeném PLC komunikačním modelu pro širokopásmové modulace (Obr. 6.1) bylo provedeno porovnání OFDM systému s BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM a 256-QAM modulacemi z hlediska bitové chybovosti (BER) v závislosti na normovaném poměru signálu k šumu ( $E_b/N_0$ ) při použití RS kodéru. Porovnání jednotlivých modulací je zobrazeno na Obr. 7.33.

Stanovíme-li požadovanou hodnotu  $BER = 10^{-2}$ , to znamená méně než jeden chybný bit na sto celkových bitů, tak požadované hodnoty normovaného poměru signálu k šumu ( $E_b/N_0$ ) jsou uvedeny v Tab. 7.1.



Obr. 7.33: Závislost BER na  $E_b/N_0$  pro jednotlivé modulace v OFDM systému.

Tab. 7.1: Požadované hodnoty poměru  $E_b/N_0$  pro jednotlivé modulace pro  $BER = 10^{-2}$ .

Modulace	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
$E_b/N_0$ [dB]	4,7	7,1	10,3	14,8	19,2

## ZÁVĚR

Tato dizertační práce se zaměřuje na podrobnou analýzu datové komunikace po silnoproudém vedení. Především se práce zaměřuje na sestavení modelů silnoproudých vedení.

V kapitole 3 jsou kladeny základní cíle. Jedním z hlavních cílů práce je vytvořit modely pro vnitřní a venkovní vedení, tzv. generátory přenosových funkcí.

Na stanovené dílčí cíle navazuje v kapitole 4 podrobná analýza současného stavu řešení modelů vedení. V další části současného stavu řešení se práce již zaměřuje na dva základní modely, model vícecestného šíření a model kaskádních dvojbranů.

Vlastní řešení popisuje realizovaný komunikační model, modely rušení a především modely vedení. Přesnost a použitelnost vytvořených modelů byla demonstrována a ukázána v kapitole 6.2.4, kde byly modely ověřeny experimentálním měřením. Pro potřeby analýzy byly dále realizovány generátory přenosových funkcí (kapitoly 6.3 a 6.4). Při minimální znalosti simulované sítě, konkrétně neznalosti počtu odboček a jejich délek, je možné pomocí vytvořených generátorů přenosových funkcí vygenerovat modely vedení, jejichž charakteristiky budou odpovídat s velkou podobností skutečné síti. Tento fakt může mít podstatný význam pro návrh PLC zařízení. Generátory přenosových funkcí mohou být použity jako referenční kanál, na kterém může být provedeno testování přenosových technik pro optimalizaci PLC systémů, jak ukázaly i výsledky provedené analýzy a simulace v této práci. Generátory přenosových funkcí umožní také analýzu vnitřních i venkovních vedení na věrohodných datech získaných na náhodně generovaných topologiích. Význam vytvořených generátorů přenosových funkcí netkví v přesné reprodukci charakteristik daných silnoproudých vedení, ale v získání přijatelné nebo očekávané odezvy kanálu, která může být použita pro testování nových přenosových technik.

V případě zcela nepředvídatelné topologie distribuční sítě by výpočet přenosové funkce generátorů byl komplikovaný. Proto je alternativou k těmto generátorům algoritmus (prezentovaný v kapitole 6.6) umožňující zjistit topologii distribuční sítě v daném okamžiku.

Poslední kapitola přináší výsledky analýzy a simulací přenosových funkcí pro různé počty odboček, protože ne vždy můžeme znát úplnou topologii distribuční sítě (ta se mění náhodně v závislosti na lidské aktivitě). Z uvedených závislostí je patrný vliv jednotlivých odboček na výslednou přenosovou funkci. Tvar přenosové funkce je také ovlivňován velikostí připojené impedance k odbočce a délkou odbočky. Byly proto vypočítány závislosti přenosových funkcí na těchto veličinách a výsledky byly diskutovány v kapitole 7.1. Výsledky ukázaly typickou frekvenční selektivitu s vruby podél celého frekvenčního pásma. Dále je z výsledků patrné zvětšování počtu period zvlnění s rostoucí délkou odbočky a zvyšování útlumu lokálních minim periodického zvlnění se zvyšující se impedancí. Další částí analýzy a simulace bylo zkoumání vlivu rušení na datovou komunikaci. Výsledky jsou uvedeny v kapitole 7.2. Z naměřených bitových chybovostí je možné stanovit vhodnost použití jednotlivých modulací v PLC systémech.

Všechny stanovené cíle považuji za splněné. Dizertační práce se především soustředila na analýzu a tvorbu matematických modelů silnoproudých vedení a na návrh modelů pro venkovní a vnitřní vedení. K dosažení dílčích cílů bylo provedeno experimentální ověření modelů měření. V rámci práce byly vytvořeny modely pro venkovní a vnitřní vedení. Výsledky analýzy a simulace těchto modelů ukazují vliv jednotlivých parametrů na komunikaci. Dále výsledky analýzy a simulace těchto modelů v celkovém PLC komunikačním modelů ukazují vliv rušení na komunikaci. Tyto modely a výsledky mohou pomoci v budoucnu při dalším zkoumání či standardizaci v této oblasti. Průběžné výsledky byly použity v rámci spolupráce s firmami Modemtec s.r.o [91] a MEgA - Měřicí Energetické Aparáty, a.s. [92]. Výsledky této práce jsou podkladem pro další výzkum v této oblasti, především ve spolupráci s firmou MEgA [92] na projektu TAČR „Aplikovaný výzkum inteligentních systémů pro sledování energetických sítí“ [93], kde je autor spoluřešitelem.

Dílčí výsledky práce byly v dostatečné míře prezentovány vědecké veřejnosti v publikacích [1] -[16] a [94] - [106], jednalo se především o:

- 4 články v prestižních časopisech s citačním indexem,
- 9 článků v tuzemských neimpaktovaných časopisech,
- 4 články v zahraničních neimpaktovaných časopisech,
- 8 příspěvků bylo předneseno na konferencích indexovaných v databázi Web of Science,
- 4 příspěvků bylo předneseno na zahraničních konferencích,
- 4 příspěvky na domácích konferencích.

Dále je autor spoluautorem 5-ti prototypů a dvou softwarů.

# LITERATURA

## Vybrané publikace autora

- [1] MLÝNEK P., MIŠUREC J., KOUTNÝ M., SLAVÍČEK K. Modelling of part medium access methods in the HomePlug. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2012, vol. 1, pp. 91-94. ISSN 0033-2097. IF:0,242.
- [2] MLÝNEK, P., KOUTNÝ, M., MIŠUREC, J. Modeling and evaluation of power line for smart grid communication. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2011, vol. 8, pp. 228–232. ISSN 0033-2097. IF:0,242.
- [3] MLÝNEK, P., KOUTNÝ, M., MIŠUREC, J. Power line cable transfer function for modelling of power line communication systems. *Journal of Electrical Engineering*. 2011, vol. 2, pp. 1-4. ISSN 1335-3632. IF: 0,278.
- [4] MLÝNEK, P.; MIŠUREC, J. Systémy PLC pro dálkový sběr měřených dat. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2009, roč. 2009, č. 1, s. 1-5. ISSN: 1213- 1539.
- [5] MLÝNEK, P.; MIŠUREC, J.; KOUTNÝ, M. The communication unit for remote data acquisition via the Internet. In *Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Circuits, systems, electronics, control and signal processing (CSES'08)*. Puerto de La Cruz, Spain: WSEAS Press, 2008. s. 168-173. ISBN: 978-960-474-035- 2.
- [6] MLÝNEK, P.; KOUTNÝ, M.; MIŠUREC, J. Sběr dat z elektroměrů prostřednictvím Internetu. *Access Server*, 2009, roč. 2009, č. 9, s. 1-6. ISSN: 1214- 9675.
- [7] MLÝNEK P., MIŠUREC J., KOUTNÝ M., ŠILHAVÝ, P. Two-port network transfer function for power line topology modeling. *RADIOENGINEERING*. 2012, vol. 21, no. 1, pp. 356-363. ISSN 1210-2512. IF:0,503.
- [8] MLÝNEK, P.; KOUTNÝ, M.; MIŠUREC, J. Modelování silnoprůdých vedení I - metody. *Access Server*, 2010, roč. 2010, č. 7, s. 1-6. ISSN: 1214- 9675.
- [9] MLÝNEK, P.; KOUTNÝ, M.; MIŠUREC, J. Modelování silnoprůdých vedení II - simulace ukázkové sítě. *Access Server*, 2010, roč. 2010, č. 7, s. 1-6. ISSN: 1214- 9675.
- [10] MLÝNEK, P.; KOUTNÝ, M.; MIŠUREC, J. Power line modelling for creating PLC communication system. *INTERNATIONAL JOURNAL OF COMMUNICATIONS*, 2010, roč. 4, č. 1, s. 13-21. ISSN: 1998- 4480.
- [11] KOUTNÝ, M.; MIŠUREC, J.; MLÝNEK, P. OFDM model for power line communication. In *Proceedings of the 4th International Communication and Technology (CIT'10)*. Corfu Island, Greece: WSEAS Press, 2010. s. 161-165. ISBN: 978-960-474-207- 3.
- [12] MLÝNEK, P.; KOUTNÝ, M.; MIŠUREC, J. OFDM model pro PLC komunikaci. *Slaboprůdý obzor*, 2011, roč. 67, č. 2, s. 6-11. ISSN: 0037- 668X.
- [13] KOUTNÝ, M.; KRAJSA, O.; MLÝNEK, P. Modelling of PLC communication for supply networks. In *Proceedings of the 13th WSEAS International Conference on Communication*. Rhodos: WSEAS Press, 2009. s. 185-189. ISBN: 978-960-474-098- 7.
- [14] MLÝNEK, P.; MIŠUREC, J.; KOUTNÝ, M. Noise modeling for power line communication model. In *35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP 2012)*. 2012. s. 282-286. ISBN: 978-1-4673-1116- 8.

- [15] MLÝNEK, P.; MIŠUREC, J.; KUBÍČEK, P. GPRS transmission from short- circuit indicator. In *Knowledge in Telecommunication Technologies and Optics KTTO 2010*. VSB- Technical University of Ostrava, 2010. s. 61-64. ISBN: 978-80-248-2330- 0.
- [16] KOUTNÝ, M.; MIŠUREC, J.; MLÝNEK, P. A Secure System for Data Collection in GSM Networks. *International Journal of Computer Science and Network Security*, 2008, roč. 8, č. 11, s. 1-5. ISSN: 1738- 7906.
- [17] MLÝNEK, P.; MIŠUREC, J.; KUBÍČEK, P.; KOUTNÝ, M.; POSPÍCHAL, L.: MEG202.2; *Prototyp komunikační jednotky pro indikátory zemních spojení a zkratových proudů*. Prototyp uložen na pracovišti: MEG A - Měřicí Energetické Aparáty, a.s., Okružní 834/29a, 638 00 Brno. URL: [http://e-mega.cz/doc/2010/meg202.2. pdf](http://e-mega.cz/doc/2010/meg202.2.pdf). (prototyp)

## **Použité zdroje cizích autorů**

- [18] BROWN, P. Power Line Communications – Past Present and Future. In *Proceedings of the 3rd International Symposium on Power-Line Communications and It's Applications*, Lancaster UK, 1999, pp. 1-7.
- [19] PODHORSKÝ, J. *HDO - hromadné dálkové ovládání*. BEN, 2002. 120 s. roc. 1. ISBN 80-7300-054-7.
- [20] *European Committee for Electrotechnical Standardization CENELEC*, 2010. <http://www.cenelec.eu/>.
- [21] *50065-1:2001: Specification for signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148.5 kHz. General requirements, frequency bands and electromagnetic disturbances* CENELEC, 2010.
- [22] TRULOVE, J. G. *The Smart House*. Collins Design, 2003. 192 p. ISBN 978-0060557423.
- [23] Gellings, C. W. *The Smart Grid: Enabling Energy Efficiency and Demand Response*. CRC Press, 2009. ISBN 978-1439815748.
- [24] *Powerline Solution* [online]. [cit. 2012-05-14]. 2009. Dostupné z URL: [http://www.de\\_dev.com/?page=home&lang=en](http://www.de_dev.com/?page=home&lang=en).
- [25] *The EU climate and energy package - 20-20-20 targets EU*, 3 2007. [http://ec.europa.eu/clima/policies/package/index\\_en.htm](http://ec.europa.eu/clima/policies/package/index_en.htm).
- [26] HomePlug AV White Paper HomePlug Powerline Alliance, 2005. <https://www.homeplug.org>.
- [27] BARNES, J., S. A physical multi-path model for power distribution network propagation. In *Proc. Int. Symp. Power Line Communication and its Applic.* Japan, 1998, pp. 76-89.
- [28] BANWELL, T.C., GALLI, S. A new approach to the modeling of the transfer function of the Power line Channel. In *Proc. Int. Symp. Power Line Communication and its Applic.* Sweden, 2001, pp. 319-24.
- [29] ESMAILIAN, T; KSCHISCHANG, F; GULAK, G. An in-building power line channel simulator. In *Proc. Int. Symp. Power Line Communication and its Applic.* Greece, 2002.
- [30] GALLI, S., BANWELL, A. A novel approach to accurate modeling of the indoor power line channel-Part II: transfer function and channel properties. *IEEE Trans. On Power Delivery*, **20**(3), 1869-78, 2005.

- [31] PHILIPPS, H. Modeling of power line communication channels. *In Proc. Int. Symp. Power Line Commun. And its Appl.*, UK, 1999, pp. 14–21.
- [32] DOSTERT, K. Propagation channel characterization and modeling: Outdoor power supply grids as communication channels. *Proc. Int. Symp. Power Line Communication and its Application*, Canada, 2005, Keynote Talk.
- [33] CANETE, F. J., DIEZ, L., CORTES, J. A., ENTRAMBASAGUAS, J. T. Modelling and evaluation of the indoor power line transmission medium. *IEEE Commun. Mag.*, vol. 41, pp. 41–47, 2003.
- [34] PAVLIDOU, N. VINCK, A., YAZDANI, J., HONARY, B. Power line communications: State of the art and future trends,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 41, no. 4, pp. 34–40, 2003.
- [35] GÖTZ, M., RAPP, M., DOSTERT, K. Power line channel characteristics and their effect on communication system design. *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 4, pp. 78–86, 2004.
- [36] YONGE, L. HomePlug AV technical overview. *Proc. Intl. Symp. On Power Line Comm. and its Applications Keynote*, Orlando, FL, 2006.
- [37] PAPALEONIDOPOULOS, I., CAPSALIS, C., KARAGIANNOPOULOS, C., THEODOROU, N. Statistical analysis and simulation of indoor singlephase low voltage power-line communication channels on the basis of multipath propagation. *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 49, pp. 89–99, 2003.
- [38] PHILIPPS, H. Performance measurements of power-line channels at high frequencies. *In Proc. Int. Symp. Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*. Japan, 1998, pp. 229–237.
- [39] LIU, D., FLINT, E., GAUCHER, B., KWARK, Y. Wide band AC power line characterization. *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. 45, no. 4, pp. 1087–1097, 1999.
- [40] BIGLIERI, E., GALLI, S., LEE, Y., POOR, V.: Power line communication: Guest editorial. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*.24(7), 1261-6, Jul. 2006, Special Issue on Power Line Communications.
- [41] CORTES, J.A., CANETE F.J., DIEZ, L.,ENTRAMBASAGUAS. Characterization of the Cyclic Short-Time Variation of Indoor Power-line Channels Response. *Proc. Int. Symp. Power Line Commun. and its Applic.* Canada, 2005, pp. 326-330.
- [42] CANETE, F. J., DIEZ, L. ENTRAMBASAGUAS, T. Broadband Modelling of Indoor Power-Line Channels. *IEEE Trans. Consumer Electronics*. Vol. 48, no. 1, pp. 175-183, 2002.
- [43] GALLI, S., BANWELL, T. A Deterministic Frequency-Domain Model for the Indoor Power Line Transfer Function,” *IEEE JSAC*, vol. 24, no. 7, 2006, pp. 1304–16.
- [44] GALLI, S. A Simple Two-Tap Statistical Model for the Power Line Channel. *Int’l. Symp. Power-Line Communications and its Applications, ISPLC 2010*, Brazil, 2010, pp. 242-248.
- [45] BIGLIERI, E., Coding and modulation for a horrible channel. *IEEE Communication Magazine*, 41(5), 92-8, May 2003.
- [46] KONATE, C., MACHMOUM, M., DIOURIS, J. Multi path Model for Power Line Communication Channel in the Frequency Range of 1 MHz - 30 MHz. *Proceedings of*

the The International Conference on “Computer as a Tool” (EUROCON 2007). Warsaw, September 9-12, 2007.

- [47] Consortium, T. O. *OPERA Specification Part 1: Technology, Part 2: System*. The OPERA Consortium, January 2006. Technical report. Dostupné z WWW: <<http://www.ipcf.org>>.
- [48] BABIC, M.; HAGENAU, M.; DOSTERT, K.; BAUSCH, J. Theoretical postulation of PLC channel model. *Deliverable ‘D4’ within Open PLC European Research Alliance (OPERA)*. 2005
- [49] CANETE, F. J. Modeling and Evaluation of the Indoor Power Line Transmission Medium. *IEEE Communications Magazine*, April 2003, pp. 41 - 47
- [50] ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. A Multi-Path Signal Propagation Model for the Power Line Channel in the High Frequency Range. *Proceedings of the 3rd International Symposium on Power-Line Communications*, Lancaster, UK, 1999, pp. 45 – 51.
- [51] ZIMMERMANN, M; DOSTERT, K. A Multipath Model for the Powerline Channel. *IEEE Transactions on Communications*. 2002, VOL. 50, NO. 4. pp. 553-559.
- [52] PROAKIS, John G., MANOLAKIS, Dimitris G. *Digital Signal Processing: Principles, algorithms and applications*. Upper Saddle River, NJ07458 : Prentice-Hall Inc., 1996. 967 s. ISBN 0-13-394338-9.
- [53] ESMAILIAN, T; KSCHISCHANG, F; GULAK, G. In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble. *International Journal of Communication Systems*. 16(5), 381-400, 2003.
- [54] DOSTERT, K. Power Lines As High Speed Data Transmission Channels – Modelling the Physical Limits. *Proceedings of the 5th IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA 98)*, Sep. 1998, pp. 585-589.
- [55] ZAJC, N.; SULJANOVIC, N.; MUJICIC, A.; TASIC, G. High Voltage Power Line Constraints for High Speed Communications”, *IEEE MELECON 2004*, pp. 285-288.
- [56] MENG, H.; CHEN, S.; GUAN, L.; LAW, C.; SO, P.; GUNAWAN, E.; LIE, T. A Transmission Line Model for High- Frequency Power Line Communication Channel”, *IEEE Transactions*, 2000, pp. 1290-1295.
- [57] PAPALEONIDOPOULOS, I.; KARAGIANNPOULOS, C.; THEODOROU, N.; ANAGNOSTOPOULOS, C.; ANAGNOSTOPOULOS, I. Modelling of indoor low voltage power-line cables in the high frequency range. *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*.
- [58] TONELLO, A. Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2007, pp.1-14.
- [59] TONELLO, A, VERSOLATTO, F. Versolatto. New Results on Top-down and Bottom-up Statistical PLC Channel Modeling. *Proc. of Third Workshop on Power Line Communications (WSPLC 09)*, Udine, Italy, 2009.
- [60] PROAKIS, John G. *Digital communications*. 4th ed. Boston: McGraw-Hill, 2001, 1002 s. ISBN 00-723-2111-3.
- [61] GALLI, S. A Simplified Model for the Indoor Power Line Channel. *Proc. IEEE Int. Symp. Power Line Communication and its Application*, Dresden, Germany, 2009, pp.13-19.

- [62] ZIMMERMANN, M. DOSTERT, K. The low voltage distribution network as last mile access network– signal propagation and noise scenario in the HF- range, *AEU International Journal of Electronics and Communications*, (1), 13–22 2000.
- [63] *Power cables and flexible cables*. 2007. 104 p. [online]. [cit. 2012-05-10]. Dostupné z: <[http://www.draka.cz/images/stories/katalog/silove\\_kabely/1-silove-cz-web.pdf](http://www.draka.cz/images/stories/katalog/silove_kabely/1-silove-cz-web.pdf)>.
- [64] VODRŽKA, J. Modely pro symetrické páry v místních kabelech. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2004, roč. 2004, č. 56. ISSN: 1213- 1539.
- [65] VODRŽKA, J. Modelování metalických účastnických přípojek. *Access Server*, 2004, roč. 2004. ISSN: 1214- 9675.
- [66] J.A.C. Bingham, Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has Come. *IEEE Communication Magazine*, vol. 25. no. 5. 1990, pp. 5 - 14.
- [67] *Power line communications: theory and applications for narrowband and broadband over power lines*. 1st ed. Editor Hendrik Ferreira. Chichester: John Wiley, 2010, 507 s. ISBN 978-047-0740-309.
- [68] *PLC Channel Characterization and Modelling*. Deliverable 3.2 of the FP7 Omega Project. 2009. (Page 52).
- [69] SANCHÁ, S., CANETE, J. F., DIEZ, L., ENTRAMBASAGUAS, T. A channel simulator for indoor power-line communications. *Proc. of International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, 26 - 28 March 2007, Pisa, Italy [online]. Piscataway, NJ: IEEE, 2007[cit. 2012-01-24]. ISBN 14-244-1090-8.
- [70] BAHAI, A. R. S., SALZBERG, B. R. *Multi-carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*, Kluwer Academic/Plenum Publishers, New York, 1992.
- [71] HRASNICA, H., HAIDINE, A., LEHNERT, R. *Broadband powerline communications networks: network design*. Chichester: John Wiley, c2004, 275 s. ISBN 04-708-5741-2.
- [72] ANASTASIADOU, D., ANTONAKOPOULOS, T. Multipath characterization of indoor power-line network. *IEEE Transactions on power delivery*, 2005, Vol. 20, No. 1, pp. 90-99.
- [73] CANETE, F. J. et al. Analysis of the Cyclic Short-Term Variation of Indoor Power-Line Channels. *IEEE JSAC*, vol. 24, July 2006, pp. 1327–38.
- [74] DOSTERT, Klaus. *Powerline communications*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001, 338 s. ISBN 01-302-9342-3.
- [75] *Vector Network Analyzer Bode 100*. [online]. Technical Data. [cit. 2012-05-11]. Dostupné z WWW: <<http://www.omicron-lab.com/bode-100/technical-data.html>>.
- [76] ZIMMERMANN, M., AND DOSTERT, K. Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-Band Powerline Communications, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 44, No. 1, February 2002, pp. 249–258.
- [77] D. BENYOUCHEF, A. new statistical model of the noise power density spectrum for powerline communications, *Proceedings of the 7th International Symposium on Power-Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Kyoto, Japan, p. 136–141, 2003.
- [78] CORTÉS, J., DÍEZ, L., CAÑETE, F., SÁNCHEZ-MARTÍNEZ, J. Analysis of the Indoor Broadband Power-Line Noise Scenario. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 52, No. 4, Nov. 2010, pp. 849-858.



- [79] CANETE F. J., CORTES A. Working Group on Power Line Communications PLC Channel model.[online]. [cit. 2012-05-29]. Dostupné z WWW: <http://www.plc.uma.es/channels.htm>
- [80] BUMILLER, G., SEBECK, M., iAd GmbH. Power-Line Analysing Tool for Channel Estimation, Channel Emulation and Evaluation of Communication Systems. *Proceedings of ISPLC'99*. Germany, 1999.
- [81] FENG, Ruzhou. *Method and system for managing line topology* [patent]. US 2011/0058502.
- [82] JAN, Jiří. *Číslíková filtrace, analýza a restaurace signálů*. Vyd. 2. Brno: VUTIU, 2002, 427 s. ISBN 80-214-1558-4.
- [83] *TDA5051 - Home automation modem*, Philips Semiconductors, 1997.
- [84] *ST7538 - Powerline FSK Transceiver*, ST Microelectronics, 2003.
- [85] *ST7590 - Narrow-band OFDM power line networking PRIME compliant system-on-chip*, ST Microelectronics, 2009.
- [86] ON Semiconductor [online]. 2009 [cit. 2012-5-24]. *AMIS – 49587: Power Line Carrier Modem*. Datasheet. Dostupné z WWW: <[http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/AMIS-49587-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AMIS-49587-D.PDF)>.
- [87] *SM2101 - Powerline FSK Transceiver*, Semitech Semiconductors, 2010.
- [88] *ST7580 - FSK, N-PSK multi-mode power line networking system-on-chip ST*, Microelectronics, 2009.
- [89] Maxim Integrated Products. [online]. 2008 [cit. 2012-5-24]. *MAX 2991 Datasheet*. Dostupné z WWW: <<http://datasheets.maximic.com/en/ds/MAX2991.pdf>>.
- [90] Generátor přenosových funkcí [online]. 2011 [cit. 2012-06-11]. Dostupné z WWW: <<http://www.utko.feec.vutbr.cz/~mlynek/generator.html>>.
- [91] ModemTec [online]. 2006 [cit. 2012-06-11]. Profil firmy. Dostupné z WWW: <<http://www.modemtec.cz>>.
- [92] MEgA - Měřicí Energetické Aparáty, a.s. [online]. [cit. 2012-06-12]. Profil firmy. Dostupné z WWW: <<http://www.e-mega.cz/>>
- [93] *Aplikovaný výzkum inteligentních systémů pro sledování energetických sítí* (2012-2015). Příjemce: MEgA - Měřicí Energetické Aparáty, a.s. Projekt Technologické agentury ČR číslo TA02020856.

## **Významné v práci necitované publikace autora**

- [94] MLÝNEK, P.; MIŠUREC, J.; KOUTNÝ, M.; DOSTÁL, O. Medical traffic modeling for delay measurement in bottleneck network. In *34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP 2011)*. 2011. s. 208-212. ISBN: 978-1-4577-1409- 2.
- [95] MLÝNEK, P.; KUBÍČEK, P. Short- circuit current localization and secure data transmission to SCADA system. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2011, roč. 2011, č. 18, s. 1-6. ISSN: 1213- 1539.

- [96] MLÝNEK, P.; MIŠUREC, J.; KUBÍČEK, P. GPRS transmission from short- circuit indicator. In *Knowledge in Telecommunication Technologies and Optics KTTO 2010*. VSB- Technical University of Ostrava, 2010. s. 61-64. ISBN: 978-80-248-2330- 0.
- [97] KOUTNÝ, M.; MIŠUREC, J.; MLÝNEK, P. The new approaches of a multicasting in the wireless sensor networks. In *33rd International Conference on TELECOMMUNICATIONS AND SIGNAL PROCESSING TSP - 2010*. H- 1055 Budapest, Szent István krt. 7.: Assisztencia Szervezo Kft., 2010. s. 342-345. ISBN: 978-963-88981-0- 4.
- [98] KOUTNÝ, M.; MLÝNEK, P.; MIŠUREC, J. A mass communication in Wirelles Sensor Networks. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2010, roč. 2010, č. 83, s. 1-6. ISSN: 1213- 1539
- [99] MLÝNEK, P.; MIŠUREC, J.; KOUTNÝ, M.; DOSTÁL, O. The potential attacks onto electrometers for remote data acquisition and protection design. In *32nd International Conference on Telecommunications and Signal Processing - TSP' 2009*. 2009. s. 1-4. ISBN: 978-963-06-7716- 5.
- [100] KOUTNÝ, M.; MIŠUREC, J.; MLÝNEK, P. Design of mass data acqusition system in multicast networks. In *32nd International Conference on Telecommunications and Signal Processing - TSP' 2009*. 2009. s. 1-4. ISBN: 978-963-06-7716- 5.
- [101] MLÝNEK, P.; KOUTNÝ, M.; MIŠUREC, J. The Communication Unit of Measuring Device in Power Engineering. *WSEAS TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS*, 2009, roč. 1, č. 8, s. 1-11. ISSN: 1109- 2742.
- [102] MLÝNEK, P.; MIŠUREC, J. Principy testování odolnosti komunikační jednotky LAN dálkového sběru dat. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2008, roč. 2008, č. 16, s. 1-14. ISSN: 1213- 1539.

## **Významné v práci necitované produkty autora**

- [103] SYSEL, P.; MLÝNEK, P.; KRAJSA, O.; MORÁVEK, P.: LCP v1. 0; *IP telefon*. Funkční vzorek je uložen na pracovišti: PA- 349, Ústav telekomunikací, FEKT VUT, Purkyňova 118, 612 00 Brno. URL: <http://www.utko.feec.vutbr.cz/~sysel/projekty/index.html# lcp>. (funkční vzorek)
- [104] SYSEL, P.; MLÝNEK, P.; MORÁVEK, P.: LCPS v1. 0; *Firmware IP telefonu*. Firmware je testován na pracovišti: PA- 349, Ústav telekomunikací, FEKT VUT, Purkyňova 118, 612 00 Brno. URL: <http://www.utko.feec.vutbr.cz/~sysel/projekty/index.html# lcp>. (software)
- [105] MLÝNEK, P.; KOUTNÝ, M.; MIŠUREC, J.; KUBÍČEK, P.: KPV1. 01; *Kryptografický převodník*. <http://www.utko.feec.vutbr.cz/~mlynek/prevodnik.html>. URL: <http://www.utko.feec.vutbr.cz/~mlynek/prevodnik.html>. (software)
- [106] MLÝNEK, P.; MIŠUREC, J.; KUBÍČEK, P.; KOUTNÝ, M.: MEG61. 4; *Prototyp indikátoru zemních spojení a zkratových proudů*. Prototyp uložen na pracovišti: MEGa - Měřicí Energetické Aparáty, a.s., Okružní 834/29a, 638 00 Brno. URL: <http://e-mega.cz/doc/2010/meg61.4.pdf>. (prototyp)

## SEZNAM SYMBOLŮ, ZKRATEK A VELIČIN

Zkratka	Popis v originále	Popis česky
AMR	Automatic Meter Reading	Automatické odečty
ASK	Amplitude-Shift Keying	Amplitudové klíčování
BER	Bit Error Rate	Bitová chybovost
BN	Background Noise	Šum na pozadí
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Binární fázové klíčování
CENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization	Evropské komise pro normalizaci v elektrotechnice
DSL	Digital Subscriber Line	Digitální účastnická linka
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	Evropský telekomunikační institut
FFT	Fast Fourier Transform	Rychlá Fourierova transformace
FIR	Finite Impulse Response	Filtr s konečnou impulzní odezvou
FSK	Frequency Shift Keying	Frekvenční klíčování
GBN	General Background Noise	Obecný šum prostředí
GPRS	General Packet Radio Service	Mobilní datová služba
HDO	Hromadné dálkové ovládání	
HPA	HomePlug Powerline Alliance	
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Zpětná rychlá Fourierova transformace
iPLATO	Power Line Analyzing TOol	Nástroj pro analýzu silnoproudé sítě
ISDN	Integrated Services Digital Network	Digitální síť integrovaných služeb.
LPTV	Linear Periodically Time Variant system	Lineární periodický časově-proměnný systém
LTI	Linearity and Time Invariance system	Lineární časově invariantní systém
MP	Multipath model	Model vícecestného šíření
NaN	Narrowband noise	Úzkopásmový šum
NN	Nízké napětí	
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ortogonální multiplex s kmitočtovým dělením
OPERA	Open PLC European Research Alliance	Evropská výzkumná organizace

	ance	zabývající se výzkumem PLC
PLC	Power Line Communication	Datová komunikace po silno- proudém vedení
PSD	Power Spectral Density	Spektrální výkonová hustota
PSK	Phase-shift keying	Modulace s klíčováním fáze
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Kvadrurní fázová modulace
QAM	Quadrature amplitude modulation	Kvadrurní amplitudová modulace
REF	Reference channel	Referenční kanál
TP	Two-port network	Model kaskádních dvojbran
VN	Vysoké napětí	
VVN	Velmi vysoké napětí	
WAN	Wide Area Network	Rozlehlá síť

## **SEZNAM PŘÍLOH**

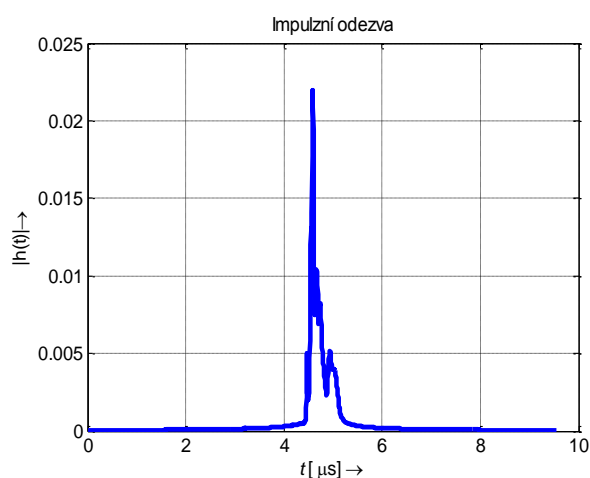
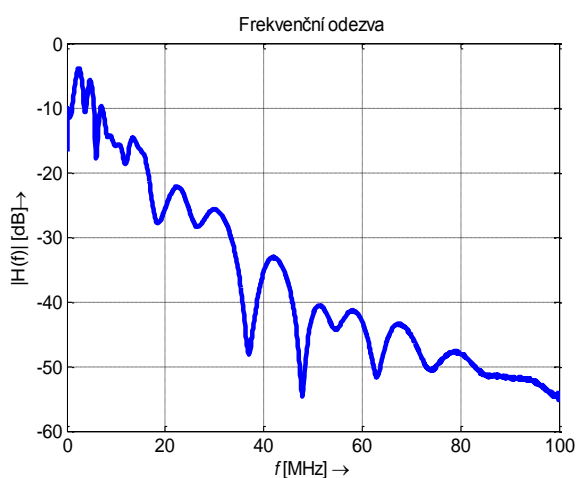
<b>A</b>	<b>PARAMETRY REFERENČNÍCH KANÁLŮ PRO VENKOVNÍ VEDENÍ.....</b>	<b>117</b>
----------	---	------------

# A PARAMETRY REFERENČNÍCH KANÁLŮ PRO VENKOVNÍ VEDENÍ

Tab. A.1: Parametry referenčního kanálu 2

Parametry útlumu:  $a_0 = 0,1 \cdot 10^{-15} \text{ m}^{-1}$ ,  $a_l = 2,8 \cdot 10^{-9} \text{ m}^{-1}$ ,  $\lambda = 0.13$ ,  $L_{\max} = 150 \text{ m}$

Parametry cesty:	$i$	$l_i \text{ [m]}$	$g_i$
	1	9.6518	-0.0755
	2	25.7931	0.4175
	3	31.4581	0.7649
	4	36.7381	-0.7447
	5	48.1360	-0.3344
	6	52.3295	-0.4297
	7	62.6623	-0.5427
	8	85.3636	0.1111
	9	95.1308	-0.0604
	10	97.1817	-0.4709
	11	104.8970	0.8710
	12	118.4380	0.9378
	13	123.8253	-0.5686
	14	127.2857	-0.6761
	15	135.6157	-0.0878
	16	135.6356	-0.4904
	17	136.5880	-0.4681
	18	137.0191	0.9816
	19	137.4024	0.1181

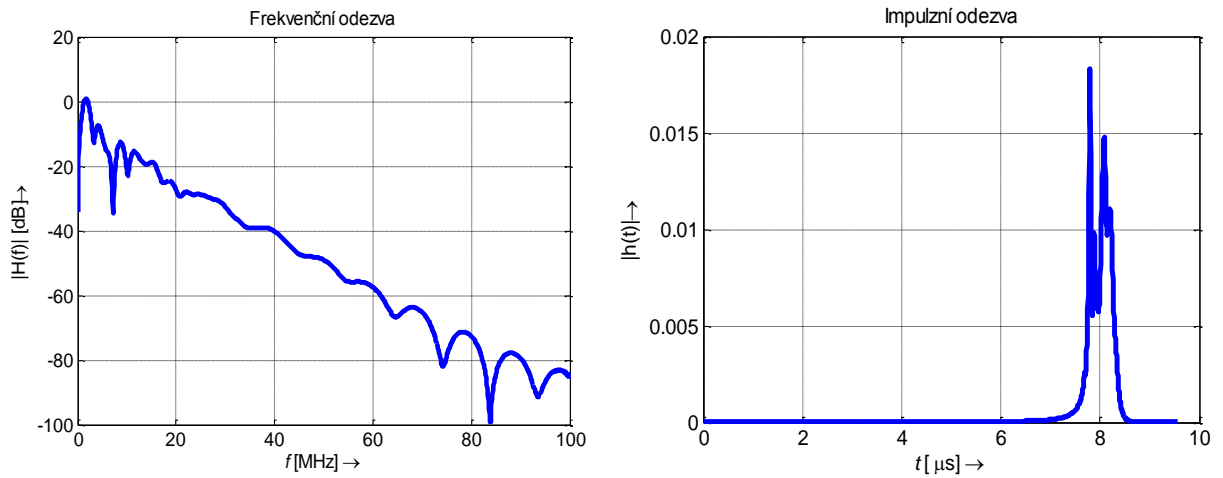


Obr. A.1: Frekvenční a impulzní odezva referenčního kanálu 2

Tab. A.2: Parametry referenčního kanálu 3

Parametry útlumu:  $a_0 = 0,1 \cdot 10^{-15} \text{ m}^{-1}$ ,  $a_l = 2,5 \cdot 10^{-9} \text{ m}^{-1}$ ,  $\lambda = 0,1$ ,  $L_{\max} = 150 \text{ m}$

Parametry cesty:	$i$	$l_i \text{ [m]}$	$g_i$
	1	19.0870	0.0117
	2	37.1439	-0.0879
	3	39.3834	0.8541
	4	54.2448	0.4272
	5	81.2982	0.3419
	6	97.3848	-0.6711
	7	98.2495	-0.7174
	8	110.2826	-0.3177
	9	116.8306	-0.9710
	10	117.0057	0.0902
	11	123.5238	-0.2560
	12	129.1874	0.8937
	13	144.1921	0.4865

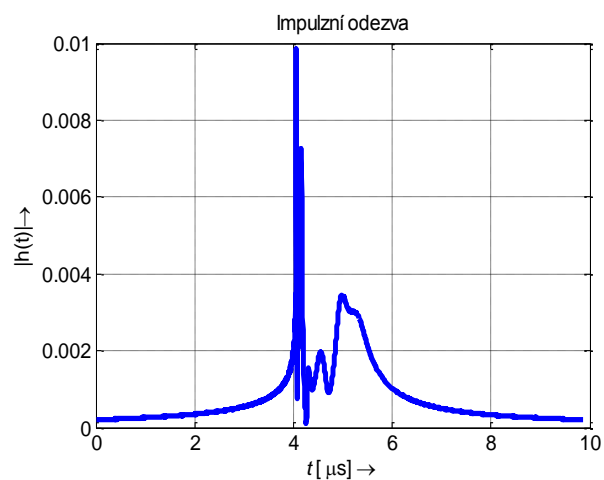
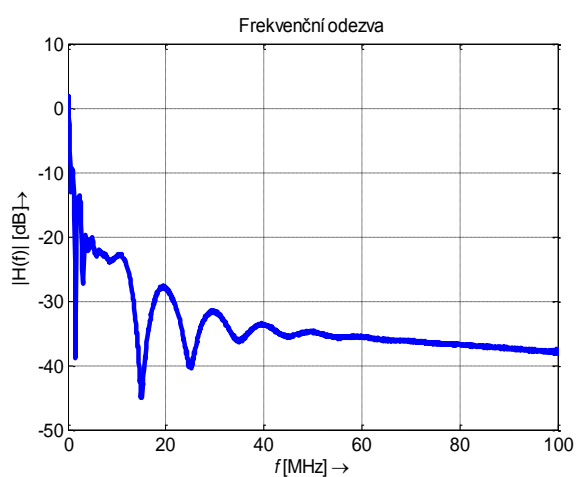


Obr. A.2: Frekvenční a impulzní odezva referenčního kanálu 3

Tab. A.3: Parametry referenčního kanálu 4

Parametry útlumu:  $a_0 = 0,1 \cdot 10^{-15} \text{ m}^{-1}$ ,  $a_l = 2,8 \cdot 10^{-9} \text{ m}^{-1}$ ,  $\lambda = 0,13$ ,  $L_{\max} = 250 \text{ m}$

Parametry cesty:	$i$	$l_i [\text{m}]$	$g_i$
	1	1.2697	0.0619
	2	21.2336	0.3865
	3	46.8313	-0.1601
	4	52.7272	0.2095
	5	99.3052	0.2040
	6	112.9515	0.6936
	7	114.0884	-0.4570
	8	144.5859	-0.2348
	9	152.0025	0.7158
	10	153.9029	-0.5853
	11	164.9973	-0.7250
	12	176.1405	0.7332
	13	181.3682	0.5499
	14	195.4361	0.5266
	15	219.0446	0.1895
	16	229.2191	-0.3674
	17	229.5168	0.2701
	18	231.7110	0.4972
	19	248.1019	0.7603



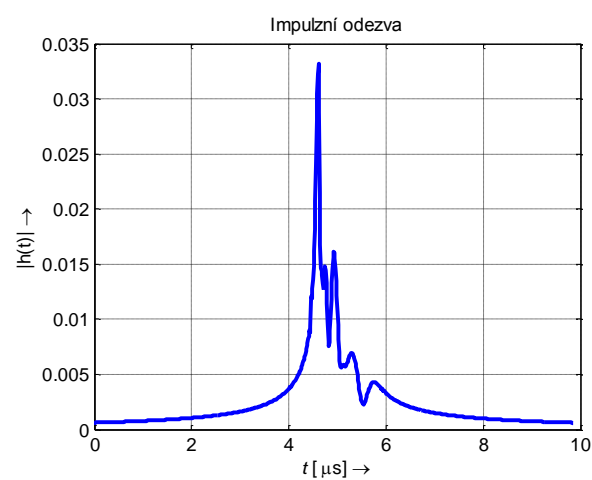
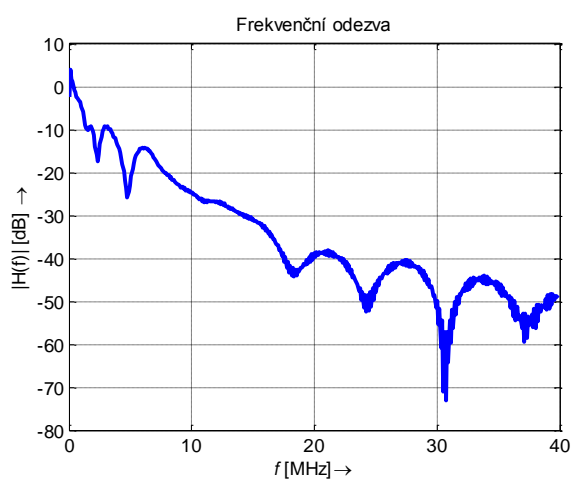
Obr. A.3: Frekvenční a impulzní odezva referenčního kanálu 4



Tab. A.4: Parametry referenčního kanálu 5

Parametry útlumu:  $a_0 = 0.1 \cdot 10^{-15} \text{ m}^{-1}$ ,  $a_l = 4,5 \cdot 10^{-9} \text{ m}^{-1}$ ,  $\lambda = 0.08$ ,  $L_{\max} = 250 \text{ m}$

Parametry cesty:	$i$	$l_i \text{ [m]}$	$g_i$
	1	3.1973	0.0135
	2	29.6732	-0.2375
	3	35.5393	-0.8701
	4	48.7823	-0.2828
	5	62.4669	-0.5315
	6	69.3925	-0.5930
	7	91.4288	0.6276
	8	96.3891	-0.2131
	9	97.6807	-0.8928
	10	117.8515	0.5500
	11	132.9728	-0.6694
	12	141.7245	0.8244
	13	143.1825	-0.3616
	14	151.8115	-0.3404
	15	167.8585	-0.5915
	16	175.7014	0.5344
	17	182.6351	-0.8601
	18	193.6948	0.9001
	19	246.3897	-0.6836

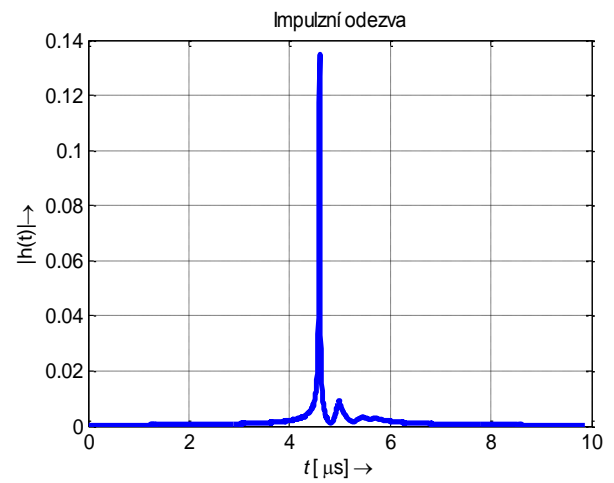
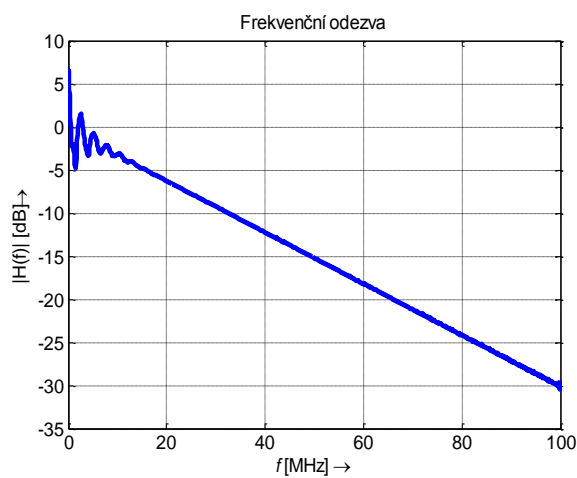


Obr. A.4: Frekvenční a impulzní odezva referenčního kanálu 5

Tab. A.5: Parametry referenčního kanálu 6

Parametry útlumu:  $a_0 = 0,1 \cdot 10^{-15} \text{ m}^{-1}$ ,  $a_l = 3,5 \cdot 10^{-9} \text{ m}^{-1}$ ,  $\lambda = 0,13$ ,  $L_{\max} = 350 \text{ m}$

Parametry cesty:	$i$	$l_i \text{ [m]}$	$g_i$
	1	9.8111	-0.6741
	2	85.7404	-0.6579
	3	96.3405	-0.0683
	4	164.0868	-0.2419
	5	178.5923	-0.5822
	6	225.1177	-0.7251

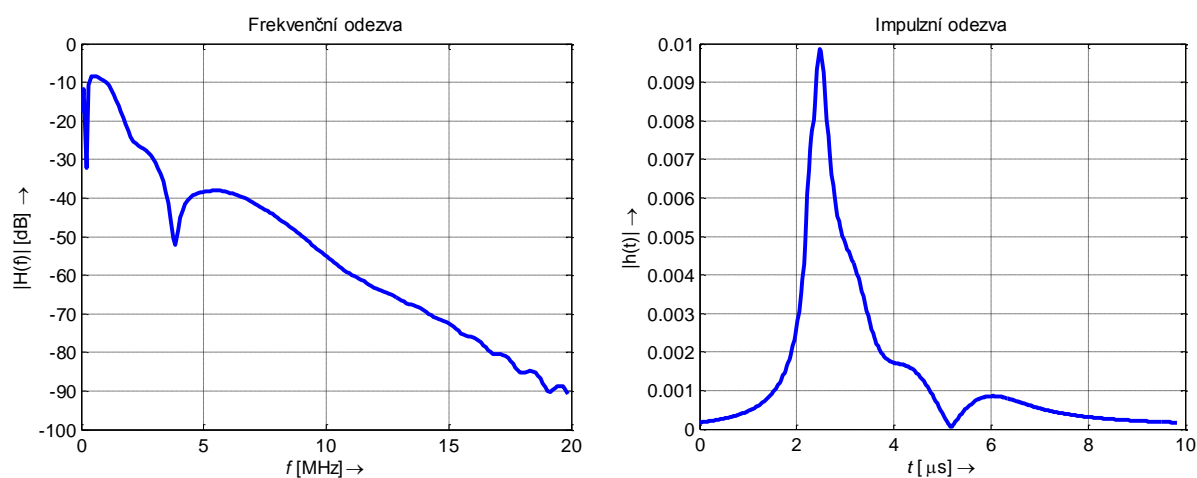


Obr. A.5: Frekvenční a impulzní odezva referenčního kanálu 6

Tab. A.6: Parametry referenčního kanálu 7

Parametry útlumu:  $a_0 = 0,1 \cdot 10^{-18} \text{ m}^{-1}$ ,  $a_l = 9 \cdot 10^{-9} \text{ m}^{-1}$ ,  $\lambda = 0,015$ ,  $L_{\max} = 1000 \text{ m}$

Parametry cesty:	$i$	$l_i \text{ [m]}$	$g_i$
	1	3.4440	-0.2653
	2	28.6125	0.8423
	3	132.5812	0.6318
	4	242.3082	-0.4821
	5	270.8794	-0.2109
	6	407.5245	0.3571
	7	556.0961	-0.9900
	8	562.7793	-0.1160
	9	651.3410	-0.8102
	10	822.3117	0.0437
	11	901.7565	-0.2137
	12	928.7494	0.9752
	13	959.4613	0.3153

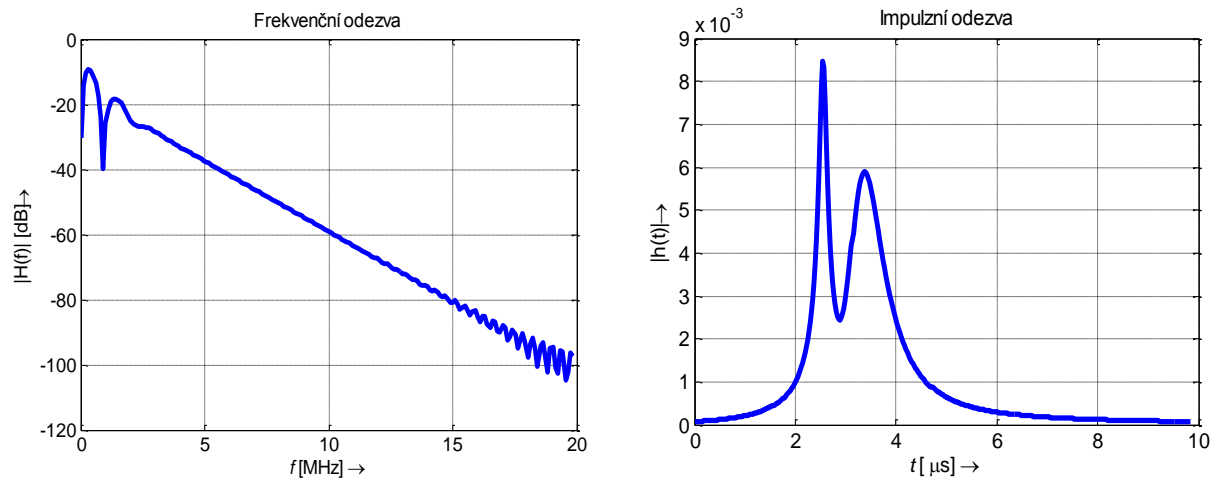


Obr. A.6: Frekvenční a impulzní odezva referenčního kanálu 7

Tab. A.7: Parametry referenčního kanálu 8

Parametry útlumu:  $a_0 = 0,1 \cdot 10^{-18} \text{ m}^{-1}$ ,  $a_l = 1,1 \cdot 10^{-8} \text{ m}^{-1}$ ,  $\lambda = 0,02$ ,  $L_{\max} = 350 \text{ m}$

Parametry cesty:	$i$	$l_i \text{ [m]}$	$g_i$
	1	40.5062	0.0129
	2	46.3321	-0.3414
	3	174.6463	-0.9691
	4	232.2988	0.2323
	5	236.5097	0.9660
	6	300.7674	0.2056
	7	324.3678	0.0223



Obr. A.7: Frekvenční a impulzní odezva referenčního kanálu 8

# Curriculum Vitae

## Petr Mlýnek

---

### Osobní údaje:

Jméno: Petr Mlýnek  
Bydliště: Lidická 8, Český Těšín, 737 01  
Datum narození: 8.12.1983  
E-mail: mlynek@feec.vutbr.cz

### Vzdělání:

- 2003 - 2006 **VUT FEKT v Brně**, bakalářské studium, Fakulta Elektrotechniky a komunikačních technologií, Obor: Teleinformatika  
Bakalářská práce: Demonstrace počítačových programů při řešení analogových obvodů  
Ukončeno státní závěrečnou zkouškou (průměr 1,58)
- 2006 -2008 **VUT FEKT v Brně**, magisterské studium, Fakulta Elektrotechniky a komunikačních technologií, Obor: Telekomunikační a informační technika  
Diplomová práce: Systém pro testování odolnosti komunikační jednotky LAN dálkového sběru dat  
Ukončeno státní závěrečnou zkouškou, (průměr 1,3 (červený diplom))
- od 2008 **VUT FEKT v Brně**, doktorské studium  
Fakulta Elektrotechniky a komunikačních technologií, Obor: Teleinformatika  
Dizertační práce: Analýza a modelování datové komunikace po silnoprůdém vedení

### Současná pozice:

- od 2009 akademický pracovník, Ústav telekomunikací, VUT v Brně  
od 2012 koordinátor projektu OPVK CZ.1.07/2.2.00/28.0096

### Specializace:

Výzkum v oblasti datové komunikace po silnoprůdém vedení, Smart Grid sítě, problematika zabezpečení, modelování a simulace.

### Účast na vědeckých projektech:

Spoluřešitel:

- **projekt AVČR 1ET110530523** (2005-2008), *Aplikovaný výzkum zabezpečené internetové komunikace se vzdálenými koncovými zařízeními v energetice*. Řešitel doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc.
- **projekt FR – TI1/075** (2009-2012), *Aplikovaný výzkum a vývoj systémů dálkového měření kvality dodávky elektrické energie*, příjemce: MEgA - Měřicí Energetické Aparáty, s.r.o..

- **project 6 FP EU Healthware SIP-4-CT-2004-516171**, *Metropolitan Digital Imaging System in Medicine*.
- **projekt TAČR 02020856** (2012-2015), *Aplikovaný výzkum inteligentních systémů pro sledování energetických sítí*. Příjemce: MEG A - Měřicí Energetické Aparáty, s.r.o..
- **MSM21630513** (2005-2011): *Elektronické komunikační systémy a technologie nových generací* (ELKOM). Řešitele: prof. Z. Raida, prof. K. Vrba, prof. J. Jan

#### **Řešitel pedagogických projektů:**

- 2350/2010 Inovace předmětů zaměřených na problematiku zpracování číslicových signálů
- 2591/2011 Inovace a rozšíření vybavení v laboratoři bakalářských a diplomových projektů

#### **Vyžádané recenze pro vědecké časopisy a konference:**

- Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)
- International Journal of Computer Theory and Engineering (IJCTE)
- Conference on Knowledge in Telecommunication Technologies and Optics (KTTO)
- Elektrovue - Internet Journal
- Conference on Student Electrical Engineering, Information and Communication Technologies (EEICT)

#### **Výsledky vědecké činnosti:**

- Počet článků v impaktovaných časopisech: 4
- Počet příspěvků na konferencích indexovaných ve Web of Science: 8
- Ostatní odborné časopisy a konference: 21
- Počet produktů a softwarů: 7
- Celkový počet citací včetně autocitací podle Web of Science: 14
- H-index podle Web of Science: 2

Poslední aktualizace: 21. června 2012